国外电子信息科学教材系列

无线通信原理与应用

Wireless Communications Principles and Practice

[美]Theodore S. Rappaport 著

蔡 涛 李 旭 杜振民 译

宋俊德 审校

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

目　录

第 1 章　无线通信系统概述 …… (1)
1.1　移动无线通信发展 …… (1)
1.2　美国移动无线电话 …… (2)
1.3　全球移动无线系统 …… (4)
1.4　移动无线系统范例 …… (6)
1.4.1　寻呼系统 …… (8)
1.4.2　无绳电话系统 …… (9)
1.4.3　蜂窝移动电话系统 …… (9)
1.4.4　常用的几种移动电话系统的比较 …… (11)
1.5　蜂窝无线电和个人通信的发展趋势 …… (14)
问题与练习 …… (15)
第 2 章　关于蜂窝的概念:系统设计基础 …… (17)
2.1　概述 …… (17)
2.2　频率复用 …… (17)
2.3　信道分配策略 …… (20)
2.4　切换策略 …… (21)
2.4.1　优先切换 …… (23)
2.4.2　实际切换中需要注意的事项 …… (23)
2.5　干扰和系统容量 …… (25)
2.5.1　同频干扰和系统容量 …… (25)
2.5.2　邻频干扰 …… (28)
2.5.3　功率控制减小干扰 …… (29)
2.6　中继和服务等级 …… (30)
2.7　提高蜂窝系统容量 …… (39)
2.7.1　小区分裂 …… (39)
2.7.2　划分扇区 …… (41)
2.7.3　一种新的微小区概念 …… (44)
2.8　小结 …… (46)
问题与练习 …… (46)
第 3 章　移动无线电传播:大尺度路径损耗 …… (50)
3.1　概述 …… (50)
3.2　自由空间传播模型 …… (50)
3.3　电场与功率 …… (54)
3.4　三种基本传播机制 …… (56)
3.5　反射 …… (56)
3.5.1　电介质的反射 …… (57)

3.5.2 Brewster 角 …… (61)
3.5.3 理想导体的反射 …… (61)
3.6 地面反射(双线)模型 …… (62)
3.7 绕射 …… (66)
3.7.1 费涅尔区几何特征 …… (66)
3.7.2 刃形绕射模型 …… (68)
3.7.3 多重刃形绕射 …… (73)
3.8 散射 …… (73)
3.8.1 雷达有效截面模型 …… (74)
3.9 利用路径损耗模型进行实际链路预算设计 …… (74)
3.9.1 对数距离路径损耗模型 …… (75)
3.9.2 对数正态阴影 …… (76)
3.9.3 确定覆盖面积百分率 …… (78)
3.10 室外传播模型 …… (80)
3.10.1 Longley-Rice 模型 …… (81)
3.10.2 Durkin 模型:一个实例研究 …… (81)
3.10.3 Okumura 模型 …… (84)
3.10.4 Hata 模型 …… (87)
3.10.5 Hata 模型的 PCS 扩展 …… (88)
3.10.6 Walfish 和 Bertoni 模型 …… (88)
3.10.7 宽带 PCS 微蜂窝模型 …… (88)
3.11 室内传播模型 …… (90)
3.11.1 分隔损耗(同楼层) …… (90)
3.11.2 楼层间分隔损耗 …… (92)
3.11.3 对数距离路径损耗模型 …… (93)
3.11.4 Ericsson 多重断点模型 …… (94)
3.11.5 衰减因子模型 …… (94)
3.12 建筑物信号穿透 …… (97)
3.13 射线跟踪和特定站址建模 …… (97)
问题与练习 …… (98)
第 4 章 移动无线电传播:小尺度衰落和多径效应 …… (103)
4.1 小尺度多径传播 …… (103)
4.1.1 影响小尺度衰落的因素 …… (103)
4.1.2 多普勒频移 …… (104)
4.2 一个多径信道的冲激响应模型 …… (105)
4.2.1 带宽与接收功率之间的关系 …… (108)
4.3 小尺度多径测量 …… (113)
4.3.1 直接射频脉冲系统 …… (113)
4.3.2 扩频滑动相关器信道检测 …… (114)

4.3.3 频域信道探测 …… (116)
4.4 移动多径信道的参数 …… (117)
4.4.1 时间色散参数 …… (117)
4.4.2 相干带宽 …… (120)
4.4.3 多普勒扩展和相干时间 …… (121)
4.5 小尺度衰落类型 …… (123)
4.5.1 多径时延扩展产生的衰落效应 …… (123)
4.5.2 多普勒扩展引起的衰落效应 …… (125)
4.6 Rayleigh 和 Ricean 分布 …… (126)
4.6.1 Rayleigh 衰落分布 …… (126)
4.6.2 Ricean 衰落分布 …… (128)
4.7 多径衰落信道的统计模型 …… (130)
4.7.1 平坦衰落的 Clarke 模型 …… (130)
4.7.2 Clarke 和 Gans 衰落模型的仿真 …… (134)
4.7.3 电平交叉和衰落统计 …… (136)
4.7.4 双线 Rayleigh 衰落模型 …… (139)
4.7.5 Saleh 和 Valenzuela 室内统计模型 …… (139)
4.7.6 SIRCIM 和 SMRCIM 室内和室外统计模型 …… (140)
问题与练习 …… (142)
第 5 章 移动无线电系统中的调制技术 …… (146)
5.1 调频与调幅 …… (146)
5.2 调幅 …… (147)
5.2.1 单边带调幅 …… (149)
5.2.2 导频单音 SSB …… (150)
5.2.3 调幅信号的解调 …… (151)
5.3 角度调制 …… (153)
5.3.1 调频信号的频谱和带宽 …… (154)
5.3.2 调频调制方式 …… (155)
5.3.3 调频检波技术 …… (156)
5.3.4 一个调频信号带宽和信噪比(SNR)的折衷 …… (161)
5.4 数字调制概述 …… (163)
5.4.1 影响选择数字调制方式的因素 …… (163)
5.4.2 数字信号的带宽和功率谱密度 …… (165)
5.4.3 线型码 …… (166)
5.5 脉冲成形技术 …… (167)
5.5.1 消除符号间干扰的奈奎斯特(Nyquist)准则 …… (168)
5.5.2 升余弦滚降滤波器 …… (170)
5.5.3 高斯脉冲成形滤波器 …… (172)
5.6 调制信号的几何表示 …… (173)

5.7 线性调制技术 …… (175)
5.7.1 二进制相移键控(BPSK) …… (176)
5.7.2 差分相移键控(DPSK) …… (179)
5.7.3 四相相移键控(QPSK) …… (180)
5.7.4 QPSK 发送和检测技术 …… (181)
5.7.5 交错 QPSK …… (182)
5.7.6 π/4 QPSK …… (184)
5.7.7 π/4 QPSK 发送技术 …… (184)
5.7.8 π/4 QPSK 检测技术 …… (186)
5.8 恒包络调制 …… (189)
5.8.1 二进制频移键控(BFSK) …… (189)
5.8.2 最小频移键控(MSK) …… (191)
5.8.3 高斯最小频移键控(GMSK) …… (193)
5.9 线性和恒包络组合调制技术 …… (197)
5.9.1 多进制相移键控(MPSK) …… (198)
5.9.2 多进制正交幅度调制(QAM) …… (200)
5.9.3 多进制频移键控(MFSK) …… (202)
5.10 扩频调制技术 …… (203)
5.10.1 伪随机(PN)序列 …… (204)
5.10.2 直接序列扩频(DS-SS) …… (204)
5.10.3 跳频扩频(FH-SS) …… (206)
5.10.4 直接序列扩频的性能 …… (207)
5.10.5 跳频扩频的性能 …… (209)
5.11 衰落和多径信道中的调制性能 …… (210)
5.11.1 在慢速、平坦衰落信道中数字调制的性能 …… (211)
5.11.2 频率选择性移动信道中的数字调制 …… (214)
5.11.3 衰落和干扰中 π/4 DQPSK 的性能 …… (215)
问题与练习 …… (219)
第 6 章 均衡、分集和信道编码 …… (222)
6.1 概述 …… (222)
6.2 均衡原理 …… (223)
6.3 一种常用自适应均衡器 …… (224)
6.4 一种通信接收机的均衡器 …… (228)
6.5 均衡技术分类 …… (228)
6.6 线性均衡器 …… (230)
6.7 非线性均衡器 …… (232)
6.7.1 判决反馈均衡(DFE) …… (232)
6.7.2 最大似然序列估值(MLSE)均衡器 …… (233)
6.8 自适应均衡算法 …… (234)

6.8.1 迫零算法 …… (236)
6.8.2 最小均方算法 …… (236)
6.8.3 递归最小二乘算法 …… (238)
6.8.4 算法小结 …… (239)
6.9 部分间隔均衡器 …… (240)
6.10 分集技术 …… (240)
6.10.1 选择分集的引入 …… (241)
6.10.2 最大比率合并的引入 …… (243)
6.10.3 实用空间分集的考虑 …… (244)
6.10.4 极化分集 …… (246)
6.10.5 频率分集 …… (248)
6.10.6 时间分集 …… (248)
6.11 RAKE 接收机 …… (249)
6.12 交织 …… (250)
6.13 信道编码原理 …… (251)
6.14 分组码 …… (252)
6.14.1 分组码举例 …… (254)
6.14.2 Reed-Solomon 码的实例研究 …… (255)
6.15 卷积码 …… (261)
6.15.1 卷积码的解码 …… (262)
6.16 编码增益 …… (263)
6.17 网格编码调制 …… (264)
问题与练习 …… (264)
第 7 章 语音编码 …… (267)
7.1 概述 …… (267)
7.2 语音信号的特征 …… (267)
7.3 量化技术 …… (269)
7.3.1 均匀量化 …… (269)
7.3.2 非均匀量化 …… (270)
7.3.3 自适应量化 …… (271)
7.3.4 矢量量化 …… (271)
7.4 自适应差分脉冲编码调制 …… (272)
7.5 频域语音编码 …… (274)
7.5.1 子带编码 …… (274)
7.5.2 自适应变换编码 …… (276)
7.6 声码器 …… (277)
7.6.1 信道声码器 …… (277)
7.6.2 共振峰声码器 …… (278)
7.6.3 倒频谱声码器 …… (278)

7.6.4 语音激励声码器 …… (278)
7.7 线性预测编码 …… (279)
7.7.1 线性预测编码声码器 …… (279)
7.7.2 多脉冲激励 LPC …… (280)
7.7.3 码激励 LPC …… (281)
7.7.4 剩余激励 LPC …… (282)
7.8 选择移动通信语音编解码器 …… (282)
7.9 GSM 编解码器 …… (285)
7.10 USDC 编解码器 …… (286)
7.11 语音编码器的性能评估 …… (287)
问题与练习 …… (288)
第 8 章 无线通信多址技术 …… (291)
8.1 概述 …… (291)
8.1.1 多址技术概述 …… (292)
8.2 频分多址(FDMA) …… (292)
8.3 时分多址(TDMA) …… (295)
8.4 扩频多址(SSMA) …… (298)
8.4.1 跳频多址(FHMA) …… (298)
8.4.2 码分多址(CDMA) …… (298)
8.4.3 混合扩频技术(HSST) …… (300)
8.5 空分多址(SDMA) …… (301)
8.6 分组无线电 …… (302)
8.6.1 分组无线电协议 …… (302)
8.6.2 载波检测多址(CSMA)协议 …… (305)
8.6.3 预留协议 …… (306)
8.6.4 分组无线电的截获效应 …… (306)
8.7 蜂窝系统的容量 …… (307)
8.7.1 蜂窝 CDMA 的容量 …… (311)
8.7.2 多小区 CDMA 的容量 …… (313)
8.7.3 空分多址的容量 …… (318)
问题与练习 …… (321)
第 9 章 无线网络 …… (323)
9.1 概述 …… (323)
9.2 无线网和固定电话网的区别 …… (324)
9.2.1 公共交换电话网(PSTN) …… (324)
9.2.2 无线网络的局限性 …… (326)
9.2.3 无线网络和 PSTN 的融合 …… (326)
9.3 无线网络的发展 …… (327)
9.3.1 第一代无线网络 …… (327)

9.3.2 第二代无线网络 …… (329)
9.3.3 第三代无线网络 …… (329)
9.4 固定网络传输层次 …… (330)
9.5 无线网络中的业务路由选择 …… (331)
9.5.1 电路交换 …… (331)
9.5.2 分组交换 …… (332)
9.5.3 X.25 协议 …… (332)
9.6 无线数据业务 …… (333)
9.6.1 蜂窝数字分组数据(CDPD) …… (333)
9.6.2 高级无线数据信息系统(ARDIS) …… (335)
9.6.3 RAM 移动数据(RMD) …… (335)
9.7 公共信道信令(CCS) …… (336)
9.7.1 CCS 中的分布式中心交换局 …… (336)
9.8 综合业务数字网(ISDN) …… (337)
9.8.1 宽带 ISDN 和 ATM …… (338)
9.9 7 号信令系统(SS7) …… (339)
9.9.1 SS7 的网络服务部分(NSP) …… (339)
9.9.2 SS7 的用户部分 …… (341)
9.9.3 SS7 中的信令流 …… (342)
9.9.4 SS7 的业务 …… (342)
9.9.5 SS7 的性能 …… (343)
9.10 SS7 的一个实例:全球蜂窝网络互联性 …… (343)
9.11 个人通信业务与个人通信网(PCS/PCN) …… (345)
9.11.1 PCN 分组与电路交换 …… (345)
9.11.2 蜂窝分组交换体系 …… (346)
9.12 网络接入的协议 …… (349)
9.12.1 分组预留多址(PRMA) …… (349)
9.13 网络数据库 …… (350)
9.13.1 移动性管理分布式数据库 …… (350)
9.14 通用移动通信系统(UMTS) …… (351)
9.15 结束语 …… (352)
第 10 章 无线系统和标准 …… (353)
10.1 AMPS 和 ETACS …… (353)
10.1.1 AMPS 和 ETACS 系统概述 …… (353)
10.1.2 AMPS 和 ETACS 中的呼叫处理 …… (354)
10.1.3 AMPS 和 ETACS 空中接口 …… (355)
10.1.4 N-AMPS …… (358)
10.2 美国数字蜂窝标准(IS-54) …… (358)
10.2.1 USDC 无线接口 …… (359)

10.2.2 美国数字蜂窝的派生标准(IS-94 和 IS-136) …… (363)
10.3 全球移动系统(GSM) …… (364)
10.3.1 GSM 业务和功能 …… (364)
10.3.2 GSM 系统体系结构 …… (365)
10.3.3 GSM 无线子系统 …… (367)
10.3.4 GSM 信道类型 …… (368)
10.3.5 GSM 的一个呼叫实例 …… (372)
10.3.6 GSM 帧结构 …… (372)
10.3.7 GSM 中的信号处理 …… (374)
10.4 CDMA 数字蜂窝标准(IS-95) …… (377)
10.4.1 频率和信道规范 …… (377)
10.4.2 前向 CDMA 信道 …… (378)
10.4.3 反向 CDMA 信道 …… (383)
10.4.4 附加 14.4kbps 语音编码器的IS-95[ANS95] …… (387)
10.5 无绳电话中的 CT2 标准 …… (388)
10.5.1 CT2 业务和功能 …… (388)
10.5.2 CT2 标准 …… (388)
10.6 欧洲数字无绳电话(DECT) …… (389)
10.6.1 功能和特点 …… (389)
10.6.2 DECT 体系 …… (390)
10.6.3 DECT 功能概念 …… (391)
10.6.4 DECT 无线链路 …… (392)
10.7 PACS:个人接入通信系统 …… (392)
10.7.1 PACS 系统体系结构 …… (393)
10.7.2 PACS 无线接口 …… (393)
10.8 太平洋数字蜂窝(PDC) …… (396)
10.9 个人手提电话系统(PHS) …… (396)
10.10 美国 PCS 和 ISM 频段 …… (396)
10.11 美国无线微波频段电视 …… (397)
10.12 全球标准概况 …… (399)
问题与练习 …… (401)
附录 A 中继理论 …… (404)
附录 B 链路中的噪声系数计算 …… (411)
附录 C 扩频 CDMA 的高斯近似 …… (414)
附录 D Q,erf 和 erfc 函数 …… (431)
附录 E 数学公式表 …… (435)
附录 F 缩略词 …… (440)
附录 G 索引 …… (452)
附录 H 参考书目 …… (469)

第 1 章　无线通信系统概述

自 1897 年马可尼(Marconi)第一次展示了无线电使在英格兰海峡里行驶的船只保持连续不断的通信能力以来,运动中的通信能力已经得到举世瞩目的发展。自那以后,全世界的人们都在热切地盼望使用新的无线通信方法和途径。特别是在过去的十年里,无线移动通信在数字和射频电路制造技术方面的进步,在新的大规模集成电路和其他使便携移动设备做得更小、更便宜、更可靠的小型化技术的推动下获得了巨大的发展。数字交换技术又推动了移动通信网络的大规模发展。这一趋势在下一个十年里会以更快地步伐发展。

1.1　移动无线通信发展

世界范围内移动无线通信的发展演变的简短回顾,对理解今后几十年里我们每个人都会拥有的蜂窝无线电和个人通信服务(PCS)是很有帮助的。对刚涉足蜂窝无线电领域的初学者理解政府调控部门和服务竞争对手,在新的无线系统、服务和技术发展中发挥的巨大作用是有帮助的。虽然本书不想讨论蜂窝无线电和个人通信中有关技术政策的问题,但是由于无线频谱的使用是由政府,而不是服务提供商、设备制造商、企业家和研究者控制的,所以有关的技术政策是新技术和服务发展中的基本推动力之一。如果一个政府想使自己的国家在迅速发展的无线个人通信领域中保持竞争力的话,那么不断地采用新技术是具有重大意义的。

无线通信由于其相关技术的保障,正在经历着它有史以来发展最快的时期。以前,移动通信领域的发展是缓慢的,和技术的进步紧密相连。向所有人提供无线通信能力的方案一直没有被人们构想出来,直到六、七十年代贝尔实验室提出了蜂窝的概念[Nob62]、[Mac79]、[You79]。随着 70 年代高度可靠的、小型化的、晶体射频电路的发展,无线通信的时代才到来。最近,全球蜂窝和个人通信系统接近指数曲线的发展,直接归功于 70 年代的新技术,现在只不过是发展更为成熟而已。将来的消费者使用的移动和便携通信系统的发展,将会与消费者的需求、数字处理、接入和网络方面的技术密切相关,同时受到无线频谱分配政策的影响。

下面的市场分析数据显示了无线通信用户数量是如何增长的。图 1.1 阐明了移动通信技术和 20 世纪其他受欢迎的发明相比,是怎样渗入我们的日常生活的。图 1.1 中有一点没有说明白,就是标有"移动电话"的曲线并不包括非话的移动无线应用,例如,寻呼、业余无线电、调度、民用无线电(CB)、公共服务、无绳电话、或地面微波无线系统。事实上,在 1990 年,在美国获得许可证的非蜂窝无线系统拥有超过 1200 万的用户,这比当时蜂窝用户数目多两倍[FCC91]。图 1.1 显示了在移动电话的最初 35 年里只获得了很少的市场份额,这是由于所涉及到的技术的挑战和高额的成本造成的。但是,在过去的十年里,使用蜂窝电话的用户像使用电视和录像机的用户一样多了。

在 1934 年,美国已有 194 个城市警察部门和 58 个州警察局为了公众安全而采用了调幅(AM)移动通信系统。据估计,30 年代中期,在机动车上已安装有 5000 个无线电接收装置。

车辆点火装置的噪音是这批早期移动用户遇到的主要问题[Nob62]。在 1935 年,Edwin Armstrong 第一次展示了频率调制(FM)技术,于是,自从 30 年代后期开始,调频已经成了世界上移动通信系统中使用的主要调制技术。第二次世界大战加速了制造及小型化技术的提高,这在战后大量的单向和双向无线电以及电视系统中得到了运用。美国移动用户的数目从 1940 年的几千很快上升到 1948 年的 8.6 万,1958 年的 69.5 万和 1962 年的 140 万[Nob62]。60 年代移动用户中的绝大多数没有接到公用交换电话网(PSTN)上,所以不能在移动车辆上直接拨打电话号码。随着民用频带(CB)和诸如车库门遥控开关、无绳电话等无绳设备的繁荣,1995 年的移动和便携无线电用户的数量达一亿左右,占美国人口总数的 37%。1991 年的研究预计,美国投入使用的无绳电话介于 2500 万到 4000 万之间,并且到这个世纪之交,这个数量将会翻一倍[Rap91c]。蜂窝电话用户的数目从 1984 年的 2.5 万增长到 1994 年的 1600 万。从那以后,无线服务的用户数正以每年超过 50%的速度增长。到 1997 年底,美国将会有几乎 5000 万的蜂窝移动用户。在 21 世纪的第一个二十年里,全世界将会有和有线电话用户数一样多的无线用户!

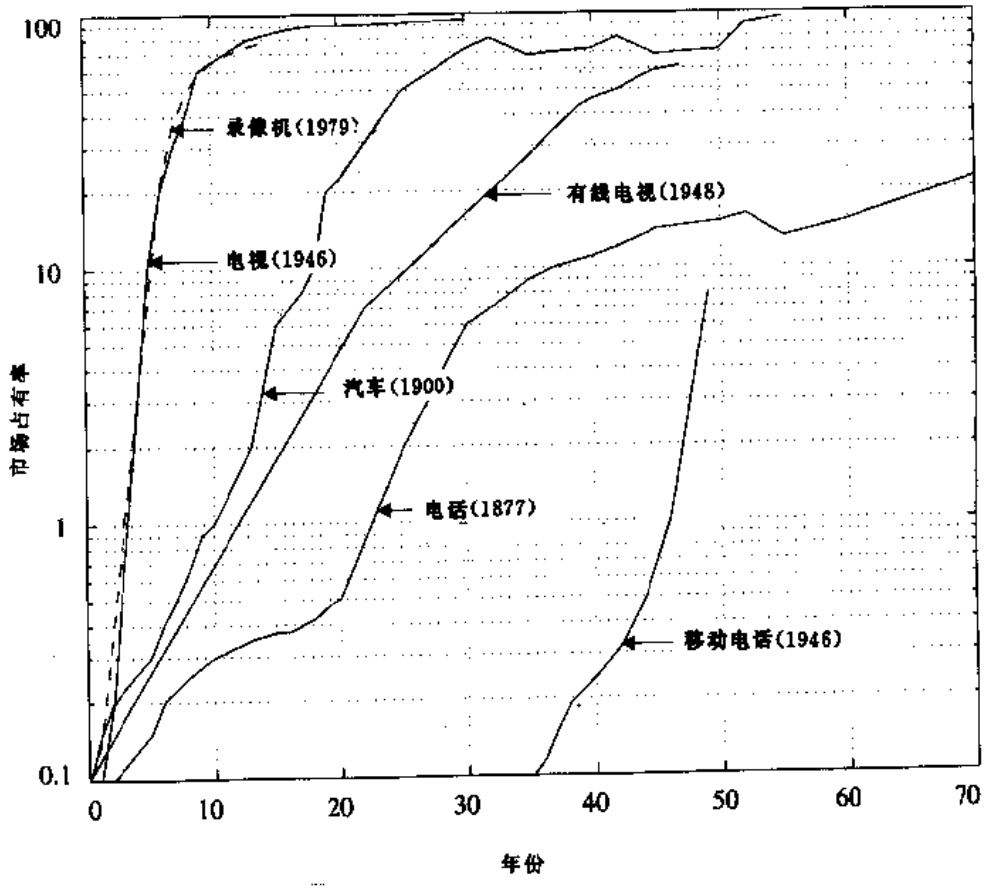


图 1.1 图例说明了与本世纪其他受欢迎的发明相比移动电话的发展

1.2 美国移动无线电话

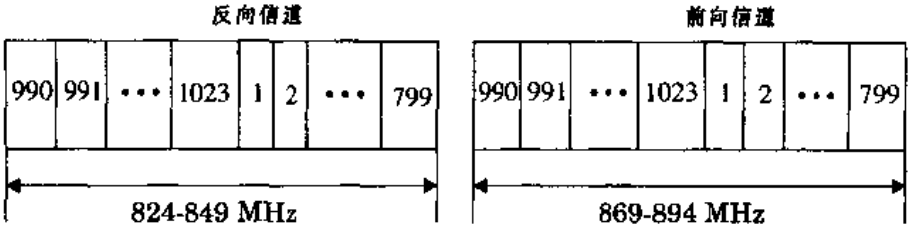
在 1946 年,第一种公众移动电话服务被引进到美国的 25 个主要城市。每个系统使用单个大功率的发射机和高塔,覆盖地区超过 50 公里范围。虽然实际的电话级别的语音只占用了

3kHz 的基带带宽，但在 40 年代后期使用的早期的调频按讲电话系统，以半双工的模式使用 120kHz 无线电频率的带宽(这种模式下，只有通话中的一个用户可以讲话)。之所以使用高带宽是因为批量生产精密射频滤波器和低噪声前端接收放大器遇到了困难。在 1950 年，美国联邦通信委员会(FCC)在没有分配新的频带的情况下，将各个市场的移动电话频道数增加了一倍。技术的发展使频道带宽减到了原来的一半：60kHz。到 60 年代中期，语音传输的调频带宽减到了 30kHz。这是二战以后到 60 年代中期，由于技术的进步而提高频谱使用效率的四个因素之一。同样在 50 和 60 年代，改进移动电话业务(IMTS)中的自动信道中继被提出并实现了。有了 IMTS，电话公司开始提供全双工、自动拨号、自动长途拨号的系统[Cal88]。然而，IMTS很快在主要市场上饱和了。到 1976 年，为纽约 1000 万人口服务的贝尔移动电话业务只有 12 个频道，只能为 543 个付费的用户提供服务。有超过 3700 个用户在排队等待 [Cal88]。同时，提供的服务由于呼叫阻塞和数量很少的频道数而很不如人意。ITMS 在美国仍然被使用着，但相对于今天的蜂窝系统来说效率是很低的。

在 50 和 60 年代期间，AT&T 的贝尔实验室和全世界其他的通信公司一起发展了蜂窝无线电话的原理和技术。它的概念是把整个覆盖范围划分成小的单元，每个单元复用频带的一部分以提高频带的利用率，其代价是更多的系统结构开销 [Mac79]。蜂窝无线频谱分配的基本概念和 FCC 所使用的类似。它在国家的一个区域里给电视台和电台分配不同的频带，再在这个国家的其他地区把这些相同的频带分配给不同的电台。频带只在两个发射机间的距离足以能避免相互干扰时才可复用。AT&T 在 1968 年向 FCC 提出了蜂窝移动系统的概念，但当时还没有相应的技术来实现蜂窝电话，这些技术直到 70 年代后期才出现。在 1983 年，FCC 最终为美国高级移动电话服务(AMPS)分配了 666 路双向的频道(800MHz 频带上的 40MHz 带宽，每个频道有一个单向的 30kHz 带宽，这样每个双向频道占用了 60kHz 带宽)[You79]。根据 FCC 的规定，每个城市(称为一个市场)只允许有两个蜂窝无线系统提供商，这样为每个市场提供了两个垄断性的提供商，以保证一定程度的竞争。AMPS 是美国的第一个蜂窝电话系统，并且于 1983 年在伊利诺斯州的芝加哥由 Ameritech 公司实施 [Bou91] 。在 1989 年，FCC 批准了另外 166 路频道(10MHz)给美国蜂窝服务提供商，以适应快速的发展和需求。图 1.2 描述了当前美国蜂窝电话使用的频带。蜂窝无线系统运行在干扰受限的环境下，依赖于适当的频率复用规划(特定地区的传播特性)和频分复用(FDMA)来提高容量。这些概念会在本书的后续章节里详细地论及到。

1991 年后，在美国的主要城市安装了美国的第一套数字蜂窝系统(USDC)。USDC标准(电子工业协会美国数字蜂窝 EIA 暂行标准)允许蜂窝运营者逐步地将一些单个用户的模拟通道改成数字通道。正如第 8 章和第 10 章里提到的那样，USDC 所提供的容量是AMPS提供的三倍，其原因是数字调制($\pi/4$ 差分四相相移键控)、语音编码和时分多址代替了模拟调频和频分多址。由于数字信号处理速度的提高，语音编码技术将能在未来的几年里在每个频道的 30kHz 带宽里提供 6 个用户的容量。

基于码分多址(CDMA)的蜂窝系统已经由 Qualcomm 公司开发出来，并被电信工业协会(TIA)标准化成为 IS-95 标准。这个系统通过在 1.25MHz 的频带里使用直接序列扩频支持可变的用户数。模拟 AMPS 系统需要信号比同频干扰至少大 18dB 来获得可以接受的通话质量，而 CDMA 系统由于其潜在的的抗干扰能力，可以在更强的干扰下工作。CDMA 能在每一个小区里使用相同的一套频率，从而大大提高了系统的容量 [Gil91]。不像其他数字蜂窝系



	信道数	中心频率 (MHz)
反向信道	$1 \le N \le 799$	$0.030N + 825.0$
	$990 \le N \le 1023$	$0.030(N - 1023) + 825.0$
前向信道	$1 \le N \le 799$	$0.030N + 870.0$
	$990 \le N \le 1023$	$0.030(N - 1023) + 870.0$

(信道 800~989 已占用)

图 1.2 美国蜂窝无线服务的频谱分配,在两栏里相同标志的频道构成了用于基站和移动终端间的双向通信的前向和后向频道对。注意:每对中的前向和后向频道间有 45MHz 的间隔

统,Qualcomm 系统使用了具有语音检测的可变速率语音编码器,显著地减少了所需的数据速率,并减少了移动发射机的电池损耗。

在 90 年代初,新的专用移动无线电(SMR)服务发展起来并与美国的蜂窝移动系统竞争。通过从全国许多独立的私人无线服务提供者那里购买无线系统许可证,Nextel 和 Motorla形成了 800MHz 的扩展 SMR(E-SMR)网络,它能提供和蜂窝相类似的容量和服务。使用 Motorola 的集成无线系统(MIRS),SMR 在相同的网络上集成了语音广播、蜂窝电话服务、电报和数据传输[Fil95]。

美国政府于 1995 年初,将 1800/1900MHz 频段的新的个人通信服务(PCS)许可证拍卖给了无线服务提供商,这必将产生新的无线服务与蜂窝和 SMR 相互补充、竞争。PCS 许可证的条件之一是 2000 年前实现大多数区域的覆盖。这就是说,PCS 承包商承担了尽快开辟各种市场的压力。美国的各大主要城市都分配了五个 PCS 许可证(见第 10 章)。

1.3 全球移动无线系统

许多无线系统使用的移动无线标准已经在全世界范围内发展起来,更多的标准还将会出现。表 1.1 至表 1.3 列出了北美、欧洲和日本最常用的寻呼、无绳、蜂窝和个人通信标准。在 1.5 节中描述了无线系统基本类型的差异(详见第 10 章)。

世界上最普遍的寻呼标准是邮局编码标准咨询组(POCSAG)[CCI86]、[San82]。POCSAG由英国邮电部在 70 年代后期发展起来,并支持二进制的频移键控(FSK),其信号速率为 512 bps、1200 bps 和 2400bps。诸如 FLEX 和 ERMES 的新的寻呼系统,通过使用四级调制提供多达 6400 bps 传输速率,现正在全球内得到发展。

表 1.1 北美主要移动无线标准 1

标 准	类 型	年 份	多址接入	频 段	调 制	信道带宽
AMPS	蜂窝	1983	FDMA	824 ~ 894 MHz	FM	30kHz
NAMPS	蜂窝	1992	FDMA	824 ~ 894 MHz	FM	10 kHz
USDC	蜂窝	1991	TDMA	824 ~ 894 MHz	π/4-DQPSK	30 kHz
CDPD	蜂窝	1993	FH/分组	824 ~ 894 MHz	GMSK	30 kHz
IS-95	PCS	1993	CDMA	824 ~ 894 MHz 1.8 ~ 2.0 GHz	QPSK/BPSK	1.25 MHz
GSC	寻呼	1970's	单工	若干	FSK	12.5 kHz
POCSAG	寻呼	1970's	单工	若干	FSK	12.5 kHz
FLEX	寻呼	1993	单工	若干	4-FSK	15 kHz
DCS-1900 (GSM)	PCS	1994	TDMA	1.85 ~ 1.99GHz	GMSK	200 kHz
PACS	无绳 PCS	1994	TDMA/ FDMA	1.85 ~ 1.99GHz	π/4-DQPSK	300 kHz
MIRS	SMR/PCS	1994	TDMA	若干	16-QAM	25 kHz

在欧洲发展起来的 CT2 和数字欧洲无绳电话(DECT)标准,是欧洲和亚洲最普遍的两种无绳电话标准。CT2 系统使用覆盖区域很小的微蜂窝和安装在街灯或建筑物边缘的天线,覆盖范围一般小于 100 米。CT2 系统使用频移键控和 32kbps 的自适应音频脉冲编码(ADPCM)来获得高质量的语音传输。CT2 不支持基站间的切换,而是提供短距离的 PSTN 接入。DECT系统为办公和商务用户提供了数据和语音传输。在美国,由贝尔和摩托罗拉开发的个人接入通信系统(PACS)标准,可在办公建筑内作为无线语音和数据电话系统或无线本地环路使用。日本的个人手提电话系统(PHS)标准支持室内和本地环路应用。本地环路的概念在第 9 章解释。

表 1.2 欧洲主要移动无线标准

标 准	类 型	年 份	多址接入	频 段	调 制	信道带宽
E-TACS	蜂窝	1985	FDMA	900 MHz	FM	25kHz
NMT-450	蜂窝	1981	FDMA	450 ~ 470 MHz	FM	25 kHz
NMT-900	蜂窝	1986	FDMA	890 ~ 960 MHz	FM	12.5 kHz
GSM	蜂窝 /PCS	1990	TDMA	890 ~ 960 MHz	GMSK	200 kHz
G-450	蜂窝	1985	FDMA	450 ~ 465 MHz	FM	20kHz/10 kHz
ERMES	寻呼	1993	FDMA	若干	4-FSK	25 kHz
CT2	无绳	1989	FDMA	864 ~ 868 MHz	GFSK	100 kHz
DECT	无绳	1993	TDMA	1880 ~ 1900 MHz	GFSK	1.728 MHz
DCS-1800	无绳 /PCS	1993	TDMA	1710 ~ 1880 MHz	GMSK	200 kHz

表 1.3 日本主要移动无线标准

标 准	类 型	年 份	多址接入	频 段	调 制	信道带宽
JTACS	蜂窝	1988	FDMA	860～925 MHz	FM	25 kHz
PDC	蜂窝	1993	TDMA	810～1501 MHz	π/4-DQPSK	25 kHz
NTT	蜂窝	1979	FDMA	400/800 MHz	FM	25 kHz
NTACS	蜂窝	1993	FDMA	843～925 MHz	FM	12.5 kHz
NTT	寻呼	1979	FDMA	280 MHz	FSK	12.5 kHz
NEC	寻呼	1979	FDMA	若干	FSK	10 kHz
PHS	无绳	1993	TDMA	1895～1907 MHz	π/4-DQPSK	300 kHz

世界上第一个蜂窝系统在日本由日本电话和电信公司(NTT)实现。该系统开始工作于1979 年,在 800MHz 频段使用 600 路 FM 双向通道(每个单向为 25kHz)。在欧洲,北欧移动电话系统(NMT 450)于 1981 年发展起来,使用 450MHz 频段和 25kHz 的频道。欧洲全接入蜂窝系统(ETACS)于 1985 年发展起来,除了由于信噪比稍微降低而频道带宽更窄外,事实上和美国的 AMPS 系统相同。在德国, 1985 年引入了一个称为 C-450 的蜂窝标准。第一代的欧洲蜂窝系统,一般来说由于使用了不同的频率和通信协议而相互不兼容。这些系统目前正在被泛欧数字蜂窝标准 GSM(全球移动通信系统)代替。GSM 于 1990 年首先在新的 900MHz 的频带上应用,这个频段被全欧洲用于蜂窝电话服务[Mal89]。正如在第 10 章里讨论的那样,GSM 标准作为具有现代网络特征的第一个全球数字蜂窝系统,正在世界范围内获得普遍接受。GSM 还被认为是全球高于 1800MHz 个人通信服务的强劲竞争者。在日本,太平洋数字蜂窝(PDC)标准使用和北美 USDC 系统相似的方法提供数字蜂窝覆盖。

1.4 移动无线系统范例

大多数人对日常生活中使用的无线通信系统很熟悉。车库门开启器,家庭娱乐设备遥控器,无绳电话,手持对讲机,寻呼机和蜂窝电话都是无线通信系统的例子。然而,各种移动系统成本、复杂度、性能和提供的服务类型大不相同。

"移动"这个术语曾被用来区分任何在使用中可以移动的无线终端。近来,"移动"这个术语被用来描述可以在高速移动平台上使用的无线终端(例如,快速运动的汽车上的蜂窝移动电话),而术语"便携"用来描述可以手持的在行进中使用的无线终端(例如,对讲机或室内的无绳电话)。术语"定购者"用来描述移动或便携用户,因为在大多数移动通信系统中,每个用户都要为使用该系统而付定购费,并且每个用户的通信设备叫做定购单元。一般来说,无线系统中的用户群叫做用户或移动用户,其中的许多用户使用便携终端。移动终端和固定的基站通信,基站被联到固定的骨干网络上。表 1.4 列出了用来描述无线通信系统基本要素的术语定义。

表 1.4 无线系统定义

术 语	定 义
基站	移动无线系统中的固定站台，用来和移动台进行无线通信。基站建在覆盖区域的中央或边缘，包含无线信道和架在塔上的发射、接收天线
控制信道	用于呼叫建立，呼叫请求，呼叫初始化和其他标志及控制用途
前向信道	用来从基站向用户传送信息的无线信道
全双工系统	同时允许双向通信的通信系统。发送和接收一般使用两个不同的频道(例如 FDD)，而新的无绳或个人通信系统使用 TDD 技术
半双工系统	使用一条信道来发送和接收，只允许单向通信的通信系统。在任一个指定的时刻，用户只能发送或接收信息
切换	将移动站从一个信道或基站切换到另一个信道或基站的过程
移动站	在蜂窝移动服务中，计划在不确定的地点并在移动中使用的终端。移动站可以是便携的手持部件，或是安装在移动车辆上
移动交换中心	在大范围服务区域中协调呼叫路由的交换中心。在蜂窝系统中，移动交换中心将蜂窝基站和用户连到公用交换电话网上。移动交换中心也叫作移动电话交换局
寻呼	将简短的信息广播到整个服务区域中，一般通过许多基站同时广播的方式进行
反向信道	用来从移动用户向基站传输信息的无线信道
漫游	移动台可以在不是最初登记的其他区域内通信
单工系统	只提供单向通信的通信系统
用户	使用移动通信服务而付费的使用者
收发信机	能同时发送和接收无线信号的设备

移动无线传输系统可以被划分成单工、半双工、全双工。在单工系统中，只有一个方向的通信是可能的。在信息只被接受，不被确认的(如寻呼)系统中，都是单工系统。半双工系统允许双向通信，但发送和接受都使用相同的无线信道。这意味着在任何一个确定的时间，用户只能发送或接受信息。像“压下通话”和“放开收听”等限制是半双工的显著特征。而全双工系统允许用户和基站之间同时发送和接受。它是通过提供两条同样的但相互独立的信道(频分双工，FDD)，或一条无线信道上相邻的时隙(时分双工，TDD)进行发送和接受。

频分双工(FDD)为用户和基站同时提供了无线发送信道，以便双方在接受对方信号的同时可以不间断发送。在基站使用独立的发送和接收天线来容纳两个独立的信道。但是，在用户单元只有一根天线用来和基站之间进行发送和接收，用户单元内部使用一个叫作双工器的设备来使一根天线能同时进行发送和接收。在 FDD 中，有必要将 5% 的射频频带用于隔离发送和接收，以便使双工器不是很昂贵，同时提供足够的频带隔离。

在 FDD 中，一对有着固定频率间隔的单向信道用作系统中的特定无线信道。用来从基站向用户传送信息的信道称为前向通道，而用来从用户向基站传送信息的信道称为反向信道。在美国的 AMPS 标准中，反向信道比前向信道的频率低 45MHz。全双工移动无线系统不但提供了许多标准电话的功能，而且具有移动性。全双工和半双工系统使用收发信机进行无线通信。模拟无线系统只采用 FDD，在第 8 章中详细地论述。

时分双工(TDD)方式，在时间上分享一条信道，将其一部分时间用于从基站向用户发送

信息，而其余的时间用于从用户向基站发送信息。如果信道内的数据传输速率远大于终端用户的数据速率，就可以存储用户数据，即使在同一时刻不存在两条同步无线传输信道，仍能给用户提供全双工操作。TDD只在数字传输和数字调制时才可以使用，并对时间选择很敏感。正是由于这个原因，TDD最近才使用，而且只用在室内或小范围的无线应用场合。在这些场合下覆盖的距离比传统蜂窝系统覆盖的距离要小得多，相应的无线传输时延也小得多。

1.4.1 寻呼系统

寻呼系统是给用户发送简短消息的通信系统。根据不同的服务种类，消息可以是数字、字母或声音。寻呼系统一般用来通知用户回应某个电话，或是到一个已知的地方去获得更进一步的信息。在现代寻呼系统中，也可以发送标题新闻，股票行情和传真。通过电话或调制解调器拨寻呼台号码(一般都是免费的电话号码)将消息发送到寻呼用户。给出的消息叫作寻呼信息。寻呼系统通过基站将携带寻呼信息的载波以广播的方式发送到整个服务覆盖范围内。

寻呼系统在它们的复杂性和覆盖区域上有很大不同。简单的寻呼系统只能覆盖2至5公里的范围，或局限于某一建筑物内，而大范围寻呼系统能覆盖全球。虽然寻呼机简单又便宜，但所需的发射系统很复杂。大范围寻呼系统的组成有：电话线网络、许多基站发射站和能同时将消息发射到每个基站的高无线发射塔(这也叫作广播)。广播发射站可以建在同一个服务区域，或是在不同的城市，甚至不同的国家。寻呼系统可设计成能向用户提供可靠的通信，而不管用户在什么地方：在建筑物内，行驶在公路上，还是在飞机上。这样，每个基站为了能有最大的覆盖范围，就需要采用大的发射功率(以千瓦计)和低的数据速率。图1.3显示了一个大范围的寻呼系统图。

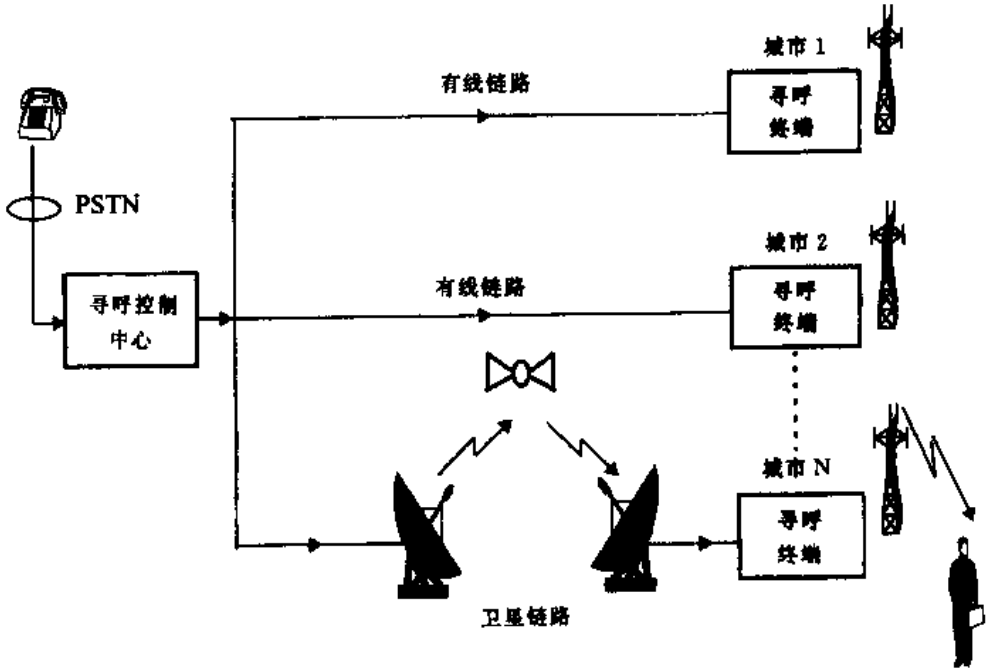


图1.3 大范围寻呼系统图。寻呼控制中心将收到的寻呼信息同时在几个城市分发出去

例 1.1

寻呼系统用来提供高度可靠的覆盖，甚至包括建筑物内部。建筑物能削弱无线信号 20～30 分贝，这使寻呼公司很难选择基站的位置。因此，寻呼发射站一般建在城市中央高大建筑物的顶部，并且在城市边界上建造额外的基站，再加上采用广播方式来覆盖整个区域。为了在每个寻呼机上获得最大的信噪比，寻呼系统采用了低射频带宽和只有 6400bps 或更低的数据速率。

1.4.2 无绳电话系统

无绳电话系统是使用无线电来连接便携手持机和专用基站的全双工系统，而专用基站通过电话线连到公用电话交换网上去。在第一代无绳电话系统(于 80 年代制造)中，便携部分只能和专用基站部分通信，并且只能达到几十米远。早期的无绳电话只能作为连在公用电话交换网用户线上的电话分机，并且主要是在室内使用。

第二代无绳电话最近才引入。允许用户在诸如市中心的许多室外场所使用，现代无绳电话有时可以和寻呼结合使用，以便用户收到寻呼时用无绳电话来回电话。无绳电话系统向用户提供了有限的范围和移动性，并不能使用户在基站覆盖范围外移动时保持呼叫。典型的第二代无绳电话基站能覆盖远达几百米的范围。图 1.4 说明了无绳电话系统。

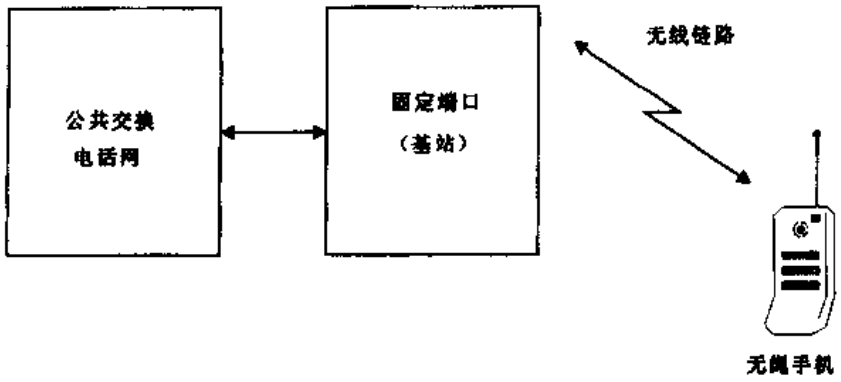


图 1.4 无绳电话系统图例

1.4.3 蜂窝移动电话系统

蜂窝电话系统为在无线覆盖范围内的任何地点的用户提供公用电话交换网的无线接入。蜂窝系统能在有限的频带范围内在很大地理范围内容纳大量用户。它提供了和有线电话系统相当的高通话质量。高容量的获得主要是因为将每个基站发射站的覆盖范围限制到称为小区的小块地理区域，这样，相同的无线信道可以在相距不远的另一个基站里使用。一种称作切换的复杂的交换技术，确保了当用户从一个小区移动到另一个小区时通话不中断。

图 1.5 说明了包括移动站、基站和移动交换中心(MSC)的基本蜂窝系统。移动交换中心负责在蜂窝系统中将所有的移动用户连接到公用电话交换网上，有时被称作移动电话交换局(MTSO)。每个移动用户通过无线电和某一个基站通信，在通话过程中，可能被切换到其他任一个基站去。移动站包括收发器、天线和控制电路，可以安装在机动车辆上或作为便携手机使

用。基站包括有几个同时处理全双工通信的发送器、接收器和支撑几个发送和接收天线的塔。基站担当的就像桥的功能，将小区中的所有用户的通话通过电话线或微波线路连到 MSC。MSC 协调所有基站的操作，并将整个蜂窝系统连到 PSTN 上去。典型的 MSC 可容纳 10 万个用户，并能同时处理 5000 个通话，同样还提供计费和系统维护功能。在大城市里，几个 MSC 可以使用同一载波。

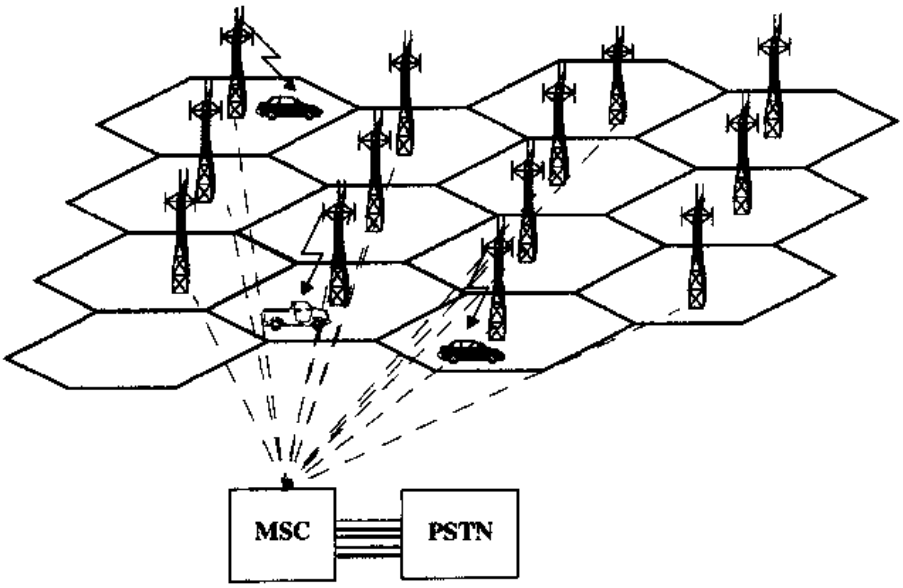


图 1.5　蜂窝系图例。塔代表提供用户接入的基站

基站和移动用户之间的通信接口被定义为标准公共空中接口(CAI)，它指定了四个不同的通道。用来从基站向用户传送语音的称为前向语音信道(FVC)，用来从用户向基站传送语音的称为反向语音信道(RVC)。两个负责发起移动呼叫的信道称为前向控制信道(FCC)和反向控制信道(RCC)。控制信道通常称为建立信道，因为它们只在建立呼叫和将呼叫移到没被占用的信道里去时使用。控制信道发送和接受进行呼叫和请求服务的数据信息，并由未进行通话的移动台监听。前向控制信道还作为信道标志，来建立系统中的用户广播通话请求。正如第 10 章中描述的，管理和数据信息以很多方法发送，以实现自动的信道变化和用户通话前、通话中的切换。

例 1.2

蜂窝系统建立在频率复用概念之上，这要求相邻小区的前向控制信道(FCC)不同。通过定义相对少量数目的 FCC 作为公共空中接口的一部分，可以制造出这样的蜂窝电话，它能迅速检测所有可能的 FCC 信道，确定任何时刻的信号最强的信道。一旦发现了最强的信号，蜂窝电话接收器就停留在这个特定的 FCC 信道。通过同时在所有的 FCC 信道里广播相同的建立数据，MSC 能够给蜂窝系统中所有用户发信号，并确保任一个用户当有来自 PSTN 的呼叫时，都能接收到信号。

1.4.3.1　蜂窝电话如何接通

当蜂窝电话打开但还没有进行通话时，它首先检查前向控制信道组来确定信号最强的一

个。接着监视该控制信道直至信号降到不可使用的水平。在此基础上,它再检测该控制信道以确定哪个基站信号最强。表 1.1 至表 1.3 里描述的每一个蜂窝系统中,控制信道在整个地理区域内被确定和标准化了,一般占用系统中所有信道的 5%(其他 95%用来为终端用户进行语音和数据传输)。由于控制信道已经标准化了,在一个国家或大洲内不同地区是相同的,每个电话在空闲时检测相同的信道。当有电话呼叫某用户时,MSC 向蜂窝系统里的所有基站发送请求。移动识别数(MIN),即用户的电话号码,作为寻呼内容广播到蜂窝系统内的所有前向控制信道内。移动终端接收到它监视的基站发送的寻呼信息,并通过反向信道向基站响应。基站传递移动终端发送的确认信息并提示 MSC 进行切换。这样,MSC 指示基站将该呼叫移动到该小区内没有使用的信道上去(一般来说,每个小区内有一个控制信道和 10 至 60 个语音通道),基站通知移动终端将频率改到一个没被使用的前向和反向语音信道上去,在此基础上,另一个数据信息(称为警告)通过前向语音信道发送到移动手机通知它振铃,以提示用户接电话。图 1.6 描述了蜂窝电话系统中,将电话拨到移动用户过程中涉及到的事件顺序。所有这些事件是在用户没有感觉的情况下于几秒钟内完成。

一旦通话开始了,为了保证用户在移进及移出基站时的通话质量,MSC 调整移动终端的发送功率和移动终端与基站间的信道,这叫作切换。语音信道使用了特殊的控制信号来使基站和 MSC 在通话过程中控制移动终端。

当移动终端主呼时,在反向控制信道中发送通话初始请求。通过这个请求,移动终端将电话号码、电子序列号(ESN)和被叫方电话号码发送出去,移动终端还发送基站分类标识(SCM),表明该用户最大发送功率水平。小区基站接收到这些信息并将其发送给 MSC。MSC 在校验该请求后,通过 PSTN 连接到被叫方,同时通知基站和主叫用户将信道移到没被使用的前向和反向语音信道上去,以便开始通话。图 1.7 说明蜂窝系统中移动用户主叫时所牵涉到的事件发生的顺序。

所有蜂窝系统都提供了漫游服务,这允许用户可以在不是归属位置的服务区域里能使用移动服务。当用户进入了不是他的归属服务区域的城市或地区,他在这个新的服务区域中注册为漫游者。这些是通过 FCC 完成的,因为每个漫游者一直都预占一个 FCC 信道。每隔几分钟,MSC 在系统中每个 FCC 信道中发送一个全局命令,要求所有先前没有注册的用户通过 RCC 报告他们的 MIN 和 ESN。系统中新的未注册的用户手机在收到注册要求后定期地报告用户信息,同时 MSC 用 MIN/ESN 数据向归属位置登记请求进入计费状态。如果一个特定的漫游者已通过了漫游计费的授权(鉴权),MSC 就将该用户登记为合法的漫游者。一旦被登记了,漫游移动用户在该区域收发电话,计费自动传送到服务归属位置提供商那里。其中牵涉到的网络概念在第 9 章中会讲到。

1.4.4 常用的几种移动电话系统的比较

表 1.5 和表 1.6 解释了本章前面讨论到的五种移动和便携无线系统的各自用户部分和基站部分的不同服务种类、基础构造层次、成本和复杂程度。为了比较,一般家用无线遥控设备也在表中列出。必须指出,表 1.5 和表 1.6 列出的五种无线移动系统都使用固定的基站。实际上,所有移动无线通信系统尽量将移动终端连接到某种固定的分布系统中去。例如,车库门开启器的接收器将接收的信号转换成简单的二进制信号发送到车库电动机开关控制中心。无绳电话使用固定基站连到电话公司的电话线上,而把无线基站和便携手机间的无线连接设计

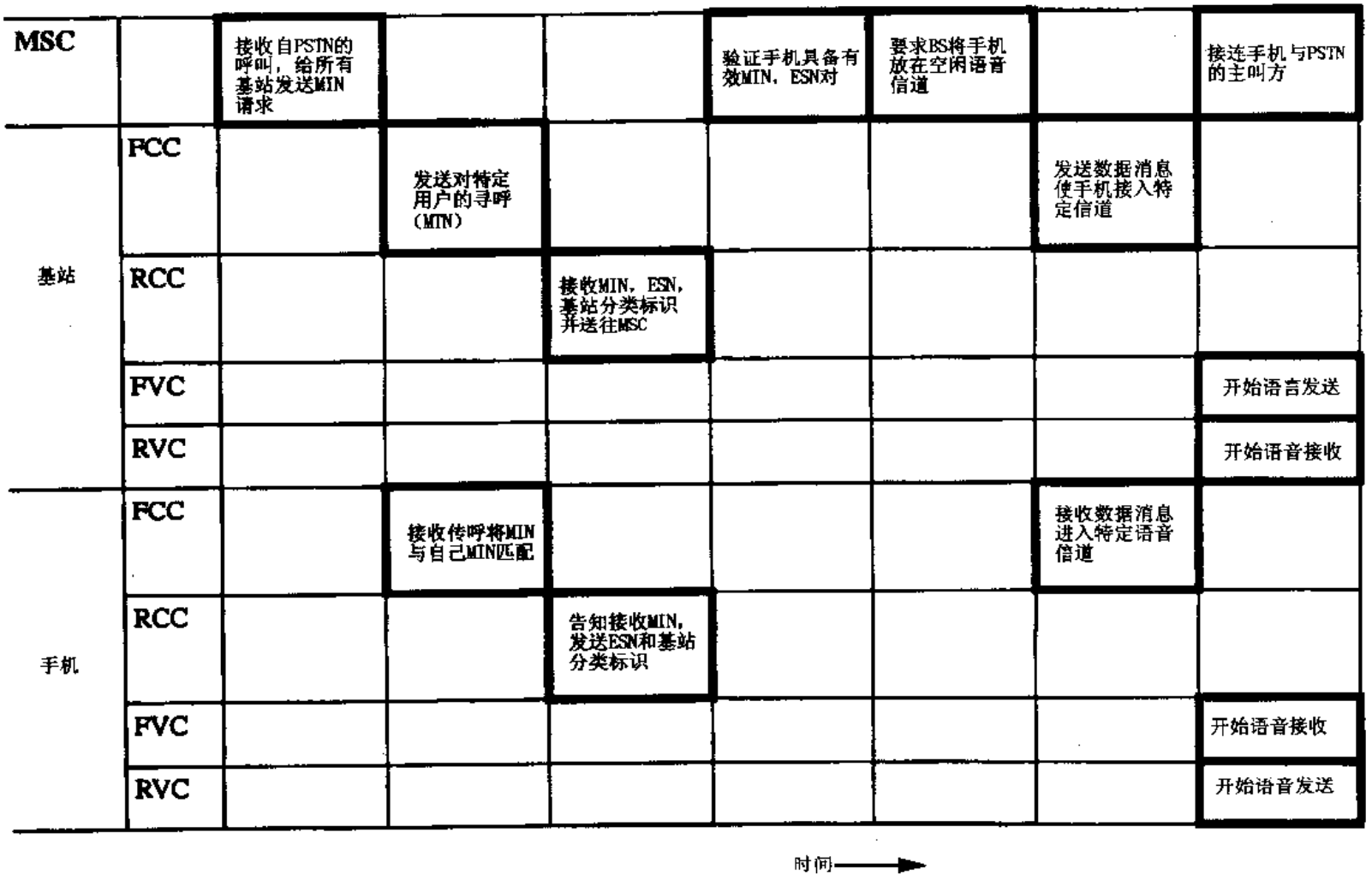


图 1.6　从有线用户拨打移动用户时，呼叫建立的时序图表

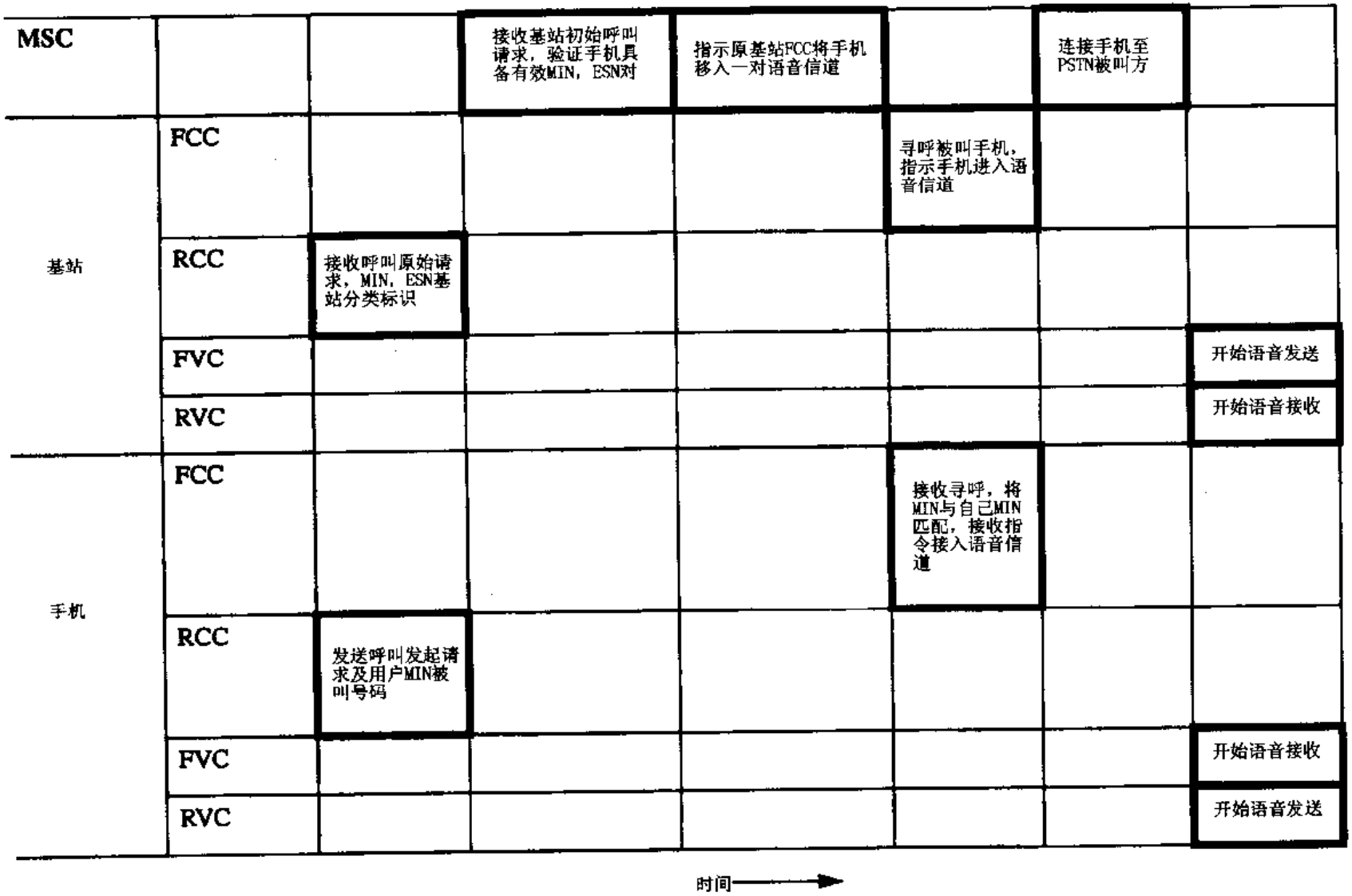


图 1.7　从移动用户拨打电话建立的时序图

成和传统电话有线链路具有一样的功能。

必须注意,各种服务的目标因服务种类的不同而相差很大,基础设施的成本取决于所需的覆盖范围。例如在低功耗手持蜂窝电话的例子中,需要很多的基站来保证城市中任何一个手机都在某个基站的较小的覆盖范围内。如果基站不是距离很近的话,手机就必须提供高的发送功率,这必将缩短电池寿命,降低手机的使用性能。

由于广泛使用的铜芯电缆、视距微波链路、光纤等固定通信介质的存在,很可能未来的地面移动通信系统,将继续依靠连到某种固定分布系统上的固定基站。然而,正在兴起的卫星网络需要轨道上的基站。

表 1.5 移动通信系统移动台的比较

业务	覆盖范围	所需基础设施	复杂性	硬件费用	载频	功能
遥控设备	低	低	低	低	红外	发射器
车库门开启器	低	低	低	低	<100 MHz	发射器
寻呼系统	高	高	低	低	<1 GHz	接收器
无绳电话	低	低	中等	低	<100 MHz	发射器
蜂窝电话	高	高	高	中等	<1 GHz	发射器

表 1.6 移动通信系统基站的比较

业务	覆盖范围	所需基础设施	复杂性	硬件费用	载频	功能
遥控设备	低	低	低	低	红外	接收器
车库门开启器	低	低	低	低	<100 MHz	接收器
寻呼系统	高	高	高	高	<1 GHz	发射器
无绳电话	低	低	低	中等	<100 MHz	发射器
蜂窝电话	高	高	高	高	<1 GHz	发射器

1.5 蜂窝无线电和个人通信的发展趋势

自 1989 年以来,全世界纷纷发展个人通信系统,并采用了当今的 PSTN 网络技术、现代数字信号处理技术和射频技术。称为个人通信服务(PCS)的概念起源于英国,当时有三家公司被授权在 1800MHz 频段在英国境内发展个人通信网络(PCN)[Rap91c]。英国把 PCN 看作其在发展新的无线系统和公众服务的领域里提高国际竞争力的途径。当前,全世界都采用现场试验来确定将来的 PCN 和 PCS 系统采用哪种调制、多址接入和联网技术。

术语 PCN 和 PCS 经常可以互相交换使用。PCN 指的是一个无线联网技术概念,任何用户不管在哪儿都可以使用便携的个人化的通信设备来收发电话。而 PCS 指的是集成了比现存蜂窝无线系统网络更多的网络特征、更多个性化的新的无线网络,但它并没有包含一个完整 PCN 网络的所有概念。

在下一个十年内,室内无线联网产品将不断出现,并有希望成为电信基础设施的主要部分。国际化标准组织 IEEE 802.11,正在为建筑物内部的计算机无线接入制定标准。欧洲电

信标准协会(ESTI),也在为室内无线网络制定 20Mbps 的 HIPERLAN 标准。最近的产品,诸如 Motorola 的 18GHz Altair 无线信息网(WIN)调制解调器和 AT&T(以前叫作 NCR)的 wave LAN计算机调制解调器,这些无线以太网接入设备在 1990 年以后就出现了,现正在进军商业市场[Tuc93]。到 20 世纪末的产品将使用户能在办公场所内部把他们的电话连到他们的计算机上去,在机场、火车站之类的公共场合也一样。

总部设在瑞士日内瓦的联合国标准化组织国际电信同盟(ITU),正在规范叫作未来公众陆地移动电话系统(FPLMTS)的国际标准。这个标准于 1995 年中期改名为国际移动电信 2000(IMT-2000)。以前叫作国际无线电咨询委员会(CCIR)的 ITU 的无线通信分会(ITU-R),包括了 TG 8/1 标准任务技术小组。TG 8/1 正在考虑为了允许用户能在世界的任何地方享受无线服务,将来的 PCN 应该如何发展,世界范围内的频率协调应该如何实现。FPLMTS(现在的 IMT-2000)是第三代通用、多功能、全球兼容的数字移动无线系统,将集成寻呼、无绳和蜂窝系统,同样也集成了卫星低轨道系统,从而成为通用的移动系统。1992 年的 ITU 的世界无线电管理委员会(WARC)划分出从 1885MHz 至 2025MHz,2110MHz 至 2200MHz,总共 230MHz 带宽的频带。IMT-2000 中使用的调制类型、语音编码和多址接入还没有确定。

目前正在兴起的处于设计和建模阶段的近地轨道卫星通信迫切需要一个世界范围内的标准。地球上很大区域将处在卫星发射机的覆盖之下,而卫星蜂窝系统将不会达到基于陆地的微蜂窝系统容量。但是,卫星移动系统能在 IMT-2000 实现前提供寻呼、数据搜集、紧急通信和全球漫游等。在 1990 年早期,宇航工业第一次成功展示了从喷气机上用火箭发射小卫星。这种发射技术不仅比传统的陆基发射节省许多,而且可以快速布置,这表明近地轨道卫星网络在全球无线通信中会迅速实现。已经有几家公司提出全球寻呼、蜂窝电话和紧急导航服务的概念[IEE91]。

在发展中国家,几乎没有电话服务的地区,固定的蜂窝电话系统正快速发展。这是因为发展中国家发现,安装固定蜂窝电话系统比安装有线电话更迅速,而且负担小。

当前世界正处于电信革命早期,这个革命将给人们提供无处不在的通信连接,而不必关心用户在哪里[Kuc91]、[Goo91]、[ITU94]。这个新的领域需要能设计和开发新的无线系统,并能理解任何实际系统的各种折衷方案的工程师。只有掌握了基本的无线个人通信系统的技术概念才能做到这些。这些概念正是这本书后续章节的内容。

问题与练习

1.1 为什么寻呼系统需要提供低的数据传输率?低的数据率怎样获得更好的覆盖?

1.2 详细叙述手机和基站所需的电源供给有何不同,便携寻呼机和无绳电话的供给电源有何不同。移动无线系统中覆盖范围是如何影响电池寿命的。

1.3 联播寻呼系统中,通常有一个主导信号到达寻呼机。在大多数(但不是所有的)情况下,主导信号来自离得最近的寻呼发射机。试解释 FM 截获效应是如何帮助寻呼机接收的。FM 截获效应能否在蜂窝无线系统发挥作用?如何才能发挥作用?

1.4 在表 1.5 和 1.6 中,步话机应在哪个位置?详细描述步话机和无绳电话的异同点。为何无绳用户希望无绳电话系统能提供更高级的服务?

1.5 假设蜂窝电话(也称蜂窝用户单元)使用容量为 1 安培小时(Amp-hour)的电池。再

假设蜂窝电话在空闲时耗电 35mA，通话时耗电 250mA。如果用户一直开机，并每天通话 3 分钟，这个电池能用多久（即电池寿命）？每天通话 6 个小时呢？每天通话一个小时呢？这个例子中的电池最多能通话多久？

1.6 假设 CT2 用户单元也使用与 1.5 题同样的电池，但是接收机空闲时只耗电 5mA，通话时耗电 80mA，重新计算 CT2 手机的最大通话时间。

1.7 为什么人们期望题 1.6 中的 CT2 手机在通话时要比蜂窝电话耗电更小？

1.8 为什么今天的大多数无线系统中使用 FM，而不是 AM？列出你能想到的所有原因，并说明理由。要考虑失真度、耗能和噪声等因素。

1.9 列出导致欧洲发展 GSM 系统、美国发展数字蜂窝系统的因素。比较和对照两者之间：(1)和现存电话系统的兼容性；(2)所获得的带宽效率；(3)所占用的新的频谱。

1.10 假设 GSM、IS-95 和美国数字蜂窝的基站，都在相同的距离上发射相同的功率。假设每个系统的接受机是理想的，只有热噪音。哪一个系统能给移动接收机提供最好的信噪比？

1.11 讨论传统蜂窝系统和卫星蜂窝无线系统的相同点和不同点。各个系统的优劣各是什么？在给定的频段中，哪一个系统能支持更多的用户？为什么？这将会如何影响各个系统用户的服务成本？

1.12 假设无线通信标准可以按照下面的方式分成四个类型：

高耗能，宽覆盖系统（蜂窝）

低耗能，本地系统（无绳电话和个人通信）

低速率，宽覆盖系统（移动数据）

高速率，本地系统（无线 LAN）

将表 1.1～1.3 中的描述的无线标准分到这四类中去，并检验你的答案。注意，有些标准可能会符合不止一个类型。

1.13 讨论诸如 ITU-R，ESTI，WARC 等地区和国际标准组织的重要性。在世界不同地区使用不同制式的竞争优点是什么？世界不同地区使用不同制式和频率的缺点又是什么？

1.14 基于全球范围内的无线标准的增多，讨论 IMT-2000 会如何吸收采纳？给出详细解释，并同时展望无线服务、频率分配和成本的前景。

第 2 章　关于蜂窝的概念:系统设计的基础

早期移动通信系统的设计目标是通过使用安装在高塔上的、单个的大功率发射机而获得一个大面积的覆盖范围。虽然这种方式能获得很好的覆盖,但它同时也意味着在系统中不能重复使用相同的频率,因为复用频率将导致干扰。例如,70 年代纽约的贝尔移动系统最多能支持 1000 平方英里内的 12 个同时呼叫[Cal88]。而政府部门已不能使频率分配满足移动服务增长的需求,这样,调整移动通信系统结构,以使其既能用有限的无线频率获得大容量,同时又能覆盖大面积范围,已迫在眉睫。

2.1　概述

蜂窝概念是解决频率不足和用户容量问题的一个重大突破。它能在有限的频谱上提供非常大的容量,而不需要做技术上的重大修改。蜂窝概念是一种系统级的概念,其思想是用许多小功率的发射机(小覆盖区)来代替单个的大功率发射机(大覆盖区),每一个小覆盖区只提供服务范围内的一小部分覆盖。每个基站分配整个系统可用信道中的一部分,相邻基站则分配另外一些不同的信道,这样所有的可用信道就分配给了相对较小数目的相邻的基站。给相邻的基站分配不同的信道组,则基站之间(以及在它们控制下的移动用户之间)的干扰就最小。通过系统地分隔整个系统的基站及它们的信道组,可用信道可以在整个系统的地理区域内分配,而且尽可能地复用,只要基站间的同频干扰低于可接受水平。

随着服务需求的增长(例如,某一特殊区域需要更多的信道),基站的数目可能会增加(同时为了避免增加干扰,发射机功率应相应地减小),从而提供额外的容量,但没有增加额外的频率。这一基本原理是所有现代无线通信系统的基础,因为它通过整个覆盖区域内复用信道,就实现了用固定数目的信道来为任意多的用户服务。此外,蜂窝概念允许在一个国家或一块大陆内,每一个用户设备都做成使用同样的一组信道,这样任何的移动终端都可在该区域内的任何地方使用。

2.2　频率复用

蜂窝无线系统依赖于整个覆盖区域内信道的智能分配和复用[Oet82]。每一个蜂窝基站都分配一组无线信道,这组无线信道用于称作小区的一个小地理范围内。给相邻小区的基站分配一个信道组,该信道组所包含的信道全部不能在相邻小区中使用。基站天线设计要做到能获得某一特定小区内期望的覆盖。通过将覆盖范围限制在小区边界以内,相同的信道组就可用于覆盖不同的小区,只要这些小区两两之间相隔的距离足够远,使得相互间的干扰水平在可接受的界限之内。为整个系统中的所有基站选择和分配信道组的设计过程叫做频率复用或频率规划[Mac79]。

图 2.1 说明了蜂窝频率复用的思想,在该图中标有相同字母的小区使用相同的信道组。

频率复用设计是基于地图之上的,指明在哪儿使用了不同的频率信道。图 2.1 所示的六边形小区是概念上的,是每个基站的简化覆盖模型,因为六边形的蜂窝系统分析起来比较简单、易处理,它已被广泛地接受。实际上一个小区的无线覆盖是一个不规则形状,并且决定于场强测量或传播预测模型。实际小区形状是不规则的,但也需要有一个规则的小区形状来用于系统设计,以适应未来的增长需要。可能会很自然地想用一个圆来表示一个基站的覆盖范围,但是相邻的圆不可能没有间隙的或没有重叠的覆盖整张地图。因此,当考虑要覆盖整个区域而没有重叠和间隙的几何形状时,只有三种可能的选择:正方形、等边三角形和六边形。小区设计应能为在不规则覆盖区域内的最弱信号的移动台服务,具有代表性的是处于小区边界的移动台。如果多边形中心与它的边界上最远点之间的距离是确定的,那么六边形在三种几何形状当中具有最大的面积。因此,如果用六边形作覆盖模型,可用最少的小区数就能覆盖整个地理区域;而且,六边形最接近于圆形的辐射模式,全向的基站天线和自由空间传播的辐射模式就是圆形的。当然,实际的小区覆盖形状是决定于这样一个轮廓线,在这条线上,某一给定的发射机能成功地为移动台服务。

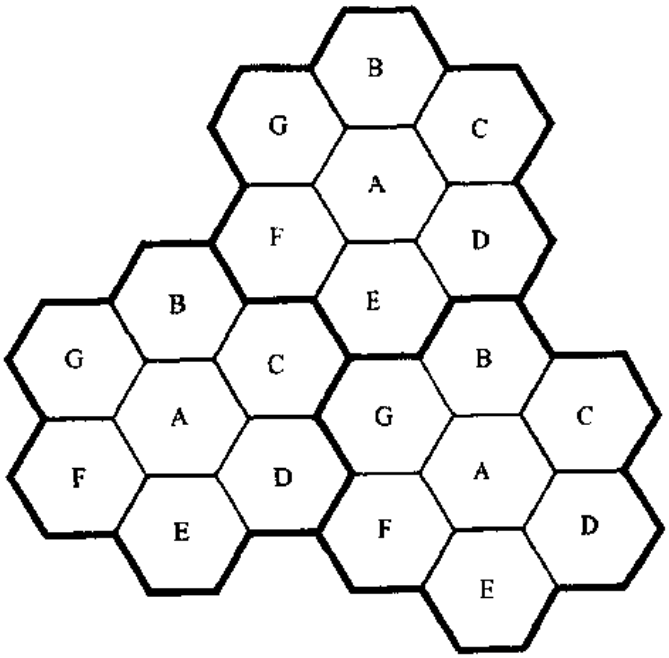


图 2.1 蜂窝频率复用思想的图解。标有相同字母的小区使用相同的频率。小区簇的外围轮廓用粗体描过,并在覆盖区域上进行复制。在本例中,簇的大小 N 为 7,频率复用因子为 1/7,因为每个小区都有可用信道总数的七分之一

当用六边形来模拟覆盖范围时,基站发射机或者安置在小区的中心(中心激励小区)或者安置在六个小区顶点之中的三个上(顶点激励小区)。通常,全向天线用于中心激励小区,而扇形天线用于顶点激励小区。实际上,一般不允许基站完全地按照六边形设计图案来安置。大多数的系统设计都允许将基站安置的位置与理论上理想的位置有 1/4 小区半径的偏差。

为了理解频率复用的概念,考虑一个共有 S 个可用的双向信道的蜂窝系统。如果每个小区都分配 k 个信道($k < S$),并且 S 个信道在 N 个小区中分为各不相同的、各自独立的信道组,而且每个信道组有相同的信道数目,那么可用无线信道的总数表示为:

$$S = kN \tag{2.1}$$

共同使用全部可用频率的 N 个小区叫做一簇。如果簇在系统中共复制了 M 次，则双向信道的总数 C，可以作为容量的一个度量：

$$C = MkN = MS \tag{2.2}$$

从式(2.2)中可以看出，蜂窝系统的容量直接与簇在某一固定服务范围内复制的次数成比例。因数 N 叫做簇的大小，典型值为 4、7 或 12。如果簇的大小 N 减小而小区的数目保持不变，则需要更多的簇来覆盖给定的范围，从而获得了更大的容量(更大的 C 值)。一个大簇意味着小区半径与同频小区间距离的比例更大。相反的，一个小簇意味着同频小区间相距的更近。N 的值则表现了移动台或基站可以承受的干扰，同时保持令人满意的通信质量。从设计的观点来看，N 取可能的最小值是最好的，目的是为了获得某一给定覆盖范围上的最大容量(式(2.2)中 C 的最大值)。蜂窝系统的频率复用因子为 $1/N$，因为一个簇中的每个小区都只分配给系统中所有可用信道的 $1/N$。

由于图 2.1 所示的六边形有六个等距离邻区，并且小区中心与它的邻居之间的连线间的夹角都是 60 度的倍数，因此只有一些特定的簇大小和小区规划才是可能的[Mac79]。为了将六边形划分成一个一个的小方格——使相邻小区间无空隙——每一个簇的小区数量 N，只有满足式(2.3)的值。

$$N = i^2 + ij + j^2 \tag{2.3}$$

其中，i 和 j 为非零整数。为了找到某一特定小区的相距最近的同频相邻小区，必须按以下步骤进行：(1)沿着任何一条六边形链移动 i 个小区；(2)逆时针旋转 60 度再移动 j 个小区。图 2.2 中所示的为 $i=3$、$j=2$($N=19$)。

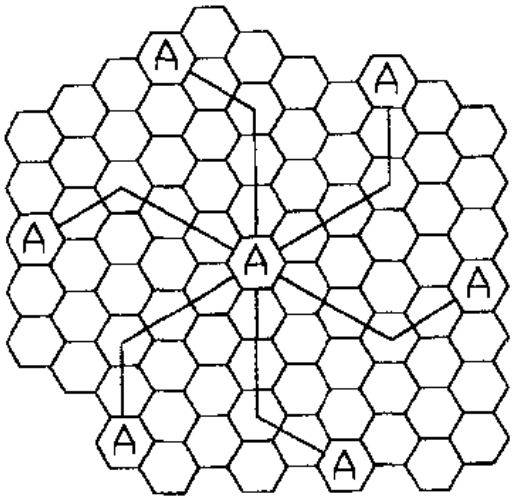


图 2.2 在蜂窝系统中定位同频小区的方法。在这个例子中，$N=19$(也就是 $i=3, j=2$)
(取自[Oet83]©IEEE)

例 2.1

一个 FDD 蜂窝电话系统，带宽为 33MHz，使用两个 25kHz 的单向信道作为双向的话音和信令信道，计算系统为(a)4 小区复用，(b)7 小区复用，(c)12 小区复用情况时，每一小区的可用信道数量。如果其中已有 1MHz 作为信令信道使用，确定在以上三

种系统中,每一小区的信令信道和话音信道的均匀分配方案。

例 2.1 解

已知:

总带宽 = 33MHz

信道带宽 = 25kHz × 2 单向信道 = 50kHz/双向信道

总共的可用信道 = 33000/50 = 660 个信道

(a) $N = 4$

每小区的可用信道数量 = 660/4 = 165 个信道

(b) $N = 7$

每小区的可用信道数量 = 660/7 = 95 个信道

(c) $N = 12$

每小区的可用信道数量 = 660/12 = 55 个信道

信令信道占用 1MHz 频谱意味着信令占用了 660 个可用信道中的 1000/50 = 20 个信道。要均匀地分配信令和话音信道,只需简单地,在任何可能的地方,给每个小区分配相同数目的信道。在这里,660 个信道必须在簇中均匀地分配。实际上,只有 640 个信道需要分配,因为信令信道是独立的给每一个小区分配一个的。

(a) $N = 4$ 时,每个小区可以有 5 个信令信道和 160 个话音信道。然而,在实际当中,每个小区只需一个信令信道(信令信道的复用距离比话音信道的大)。因此,每个小区就分配一个信令信道和 160 个话音信道。

(b) $N = 7$ 时,其中的 4 个小区每个可以有 3 个信令信道和 92 个话音信道,2 个小区每个可以有 3 个信令信道和 90 个话音信道,还有 1 个小区可以有 2 个信令信道和 92 个话音信道。然而,实际情况将是每小区一个信令信道,其中的 4 个小区各有 91 个话音信道,另 3 个小区各有 92 个信道。

(c) $N = 12$ 时,可以是 8 个小区各有 2 个信令信道和 53 个话音信道,4 个小区各有 1 个信令信道和 54 个话音信道。在一个实际的系统中,情况是每小区有 1 个信令信道,其中 8 个小区各有 53 个话音信道,另 4 个小区各有 54 个话音信道。

2.3 信道分配策略

为了充分利用无线频谱,必须要有一个能实现既增加用户容量又减小干扰为目标的频率复用方案。为了达到这些目标已经发展起来了各种不同的信道分配策略。信道分配策略可以分为两类:固定的或动态的。选择哪一种信道分配策略会影响系统的性能,特别是在移动用户从一个小区切换到另一个小区时的呼叫处理方面[Tek91]、[Lic93]、[Sun94]、[Rap936]。

在固定的信道分配策略中,每个小区分配给一组预先确定好的话音信道。小区中的任何呼叫都只能使用该小区中的空闲信道。如果该小区中的所有信道都已被占用,则呼叫阻塞、用户得不到服务。固定分配策略也有许多变种。其中有一种方案,叫做借用策略,如果它自己的所有信道都已被占用的话,允许小区从它的相邻小区中借用信道。由移动交换中心(MSC)来管理这样的借用过程,并且保证一个信道的借用,不会中断或干扰借出小区的任何一个正在进

行的呼叫。

在动态的信道分配策略中,话音信道不是固定地分配给各个小区。相反,每次呼叫请求来的时候,为它服务的基站就向 MSC 请求一个信道。交换机则根据一种算法给发出请求的小区分配一个信道。这种算法考虑了该小区中以后呼叫阻塞的可能性、候选信道使用的频次、信道的复用距离,以及其他的开销。

因此,MSC 只分配符合以下条件的某一频率:这个小区没有使用该频率,而且,任何为了避免同频干扰而限定的最小频率复用距离内的小区也都没有使用该频率。动态的信道分配策略可以减小阻塞的可能性,从而提高系统的中继能力,因为系统中的所有可用信道对于所有小区都可用。动态的信道分配策略要求 MSC 连续实时地收集关于信道占用情况、话务量分布情况、所有信道的无线信号强度指示(RSSI)等数据。这增加了系统的存储和计算量,但有利于提高信道的利用效率和减小呼叫阻塞的概率。

2.4 切换策略

当一个移动台正在通话的时候,从一个基站移动到另一个基站,MSC 自动地将呼叫转移到新基站的信道上。这种切换操作不仅要识别一个新基站,而且要求将话音和信令信号分派到新基站的信道上。

切换处理在任何蜂窝无线系统中都是一项重要的任务。在小区内分配空闲信道时,许多切换策略都使切换请求优先于呼叫初始请求。切换必须要很顺利地完成,并且尽可能少地出现,同时要使用户觉察不到。为了适应这些要求,系统设计者必须要指定一个启动切换的最恰当的信号强度。一旦将某个特定的信号强度指定为基站接收机中可接受的话音质量的最小可用信号(一般在 -90dBm 到 -100dBm 之间),稍微强一点的信号强度就可作为启动切换的门限。其中的间隔表示为 $\Delta = P_{r\,切换} - P_{r\,最小可用}$,不能太小也不能太大。如果 Δ 太大,就可能会有不需要的切换来增加 MSC 的负担;如果 Δ 太小,就可能会因信号太弱而掉话,而在此之前又没有足够的时间来完成切换。因此,必须谨慎的选择 Δ 以满足这些相互冲突的要求。图 2.3说明了切换的情况。图 2.3(a)示范了一种情况:没有做切换、信号一直下降到使信道畅通的最小强度以下。当 MSC 处理切换的延时过大时就会发生这种掉话情况,或者是对于系统中的切换时间来说,Δ 值设置得太小时。当话务量大的时候就可能导致延时过大,原因是 MSC 的负担太重,或是在邻近的基站中都已没有可用的信道(这时 MSC 就只有一直等到邻近基站有一个空闲信道为止)。

在决定何时切换的时候,很重要的一点是要保证所检测到的信号电平的下降不是因为瞬间的衰减,而是由于移动台正在离开当前服务的基站。为了保证这一点,基站在准备切换之前先对信号监视一段时间。必须优化这种连续的信号能量的检测以避免不必要的切换,同时保证在由于信号太弱而通话中断之前完成必要的切换。决定切换进行的时间长短取决于车辆的行驶速度。如果在某一固定时间间隔内接收到的短期的平均信号强度的坡度很陡,则要进行快速切换。车辆速度的信息,在决定是否切换时有用,可以根据基站接收到的短期的衰减信号的数据来计算。

呼叫在一个小区内没有经过切换的通话时间,叫做驻留时间[Rap93b]。某一特定用户的驻留时间受到一系列参数的影响,包括传播、干扰、用户与基站之间的距离,以及其他的随时间

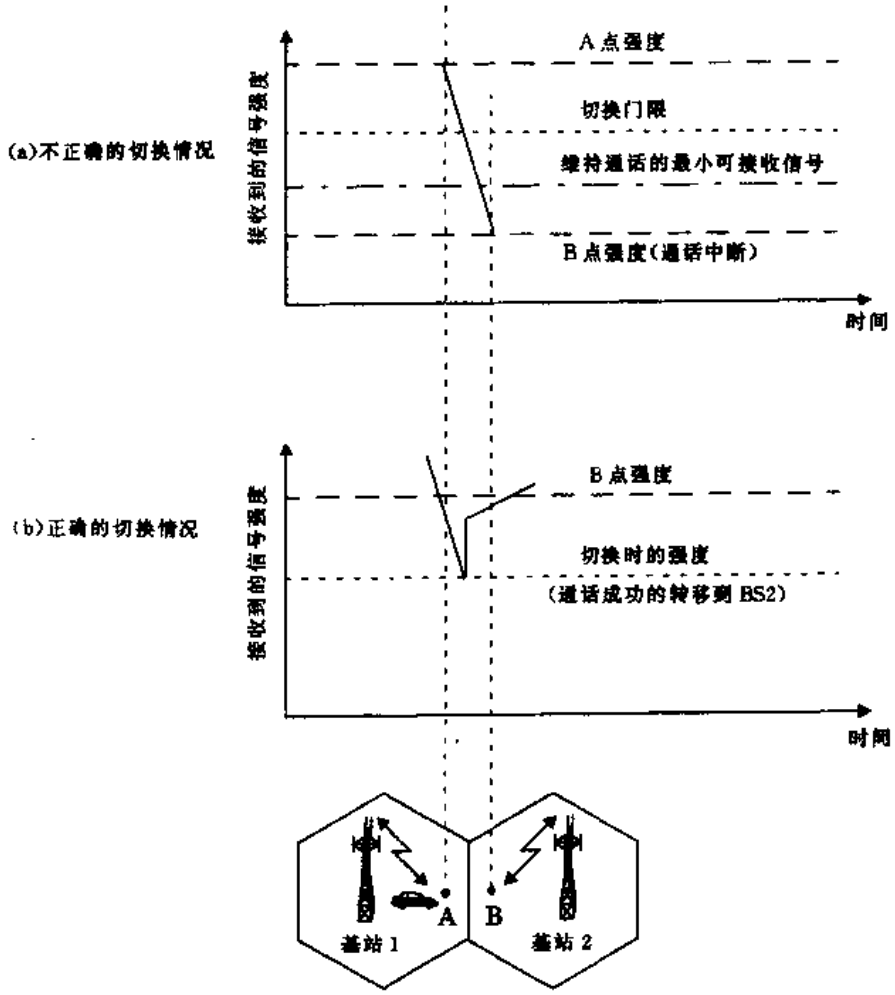


图 2.3　在小区边界的切换图解

而变的因素。在第 4 章中说明了即使移动用户是静止的，基站和移动台附近也会产生衰减，因此即使是静止的用户也可能有一个随机的、有限的驻留时间。[Rap93b]的分析表明有关驻留时间的数据变动很大，它取决于用户的移动速度和无线覆盖的类型。例如，在为高速公路上的车辆用户提供覆盖的小区中，大多数用户都有一个相对比较稳定的速度，并且是在有很好的无线覆盖的公路上行驶。在这种情况下，任意一个用户的驻留时间都是一个随机数，它是具有平均驻留时间很集中的一种分布。另一方面，对于在密集的、混乱的微区中的用户来说，平均驻留时间有很大的变化，而且驻留时间要比在别的小区中短。很明显，有关驻留时间的统计数据在实际的切换算法设计中是很重要的[LiC93]、[Sun94]、[Rap93b]。

在第一代模拟蜂窝系统中，信号能量的检测是由基站来完成、由 MSC 来管理的。每个基站连续地监视它的所有反向话音信道的信号能量，以决定每一个移动台对于基站发射台的相对位置。为了检测小区中正在进行的呼叫的 RSSI，要用基站中备用的接收机，即定位接收机，来决定相邻基站中的移动用户的信号能量。定位接收机由 MSC 来控制，用来监视相邻基站中的有切换可能的移动用户的信号能量，并且将所有的 RSSI 值传给 MSC。MSC 根据每个基站的定位接收机接收到的信号能量数据，来决定是否进行切换。

在使用数字 TDMA 技术的第二代系统中，是否切换的决定是由移动台来辅助完成的。在

移动台辅助切换(MAHO)中,每个移动台检测从周围基站中接收到的信号能量,并且将这些检测数据连续的回送给当前为它服务的基站。当从一个相邻小区的基站中接收到的信号能量比当前基站的高出一定电平时,或是维持了一定的时间时,就准备进行切换。MAHO 方法使得基站间的呼叫切换比在第一代模拟系统中的快得多,因为切换的检测是由每个移动台来完成的,这样 MSC 就不再需要连续不断地监视信号能量。MAHO 在切换频繁的微蜂窝环境下特别适用。

在一个呼叫过程中,如果移动台从一个蜂窝系统离开到另一个具有不同 MSC 控制的蜂窝系统中,则需要进行系统间的切换。当某个小区中的移动台的信号减弱,而 MSC 又在它自己的系统中找不到一个小区来转移正在进行的通话,则该 MSC 就要做系统间切换。要完成一个系统间切换需要解决许多问题,例如,当移动台驶离本地系统而变成相邻系统中的一个漫游者时,一个本地电话就变成了长途电话。同时,在系统间切换完成之前就必须定义好这两个 MSC 之间的兼容性。第 9 章将具体说明,实际系统间切换是怎样完成的。

不同的系统用不同的策略和方法来处理切换请求。一些系统处理切换请求的方式与处理初始呼叫是一样的。在这样的系统中,切换请求在新基站中失败的概率和来话的阻塞概率是一样的。然而,从用户的角度来看,正在进行的通话突然中断比偶尔的新呼叫阻塞更令人讨厌。为了提高用户所觉察到的服务质量,已经想出了各种各样的办法来实现在分配话音信道的时候,切换请求优先于初始呼叫请求。

2.4.1 优先切换

使切换具有优先权的一种办法叫做信道监视方法,即保留小区中所有可用信道的一小部分,专门为那些可能要切换到该小区的通话所发出的切换请求服务。这种方法的缺点,在于它会降低所能承载的话务量,因为可用来通话的信道减少了。然而,监视信道在使用动态分配策略时能使频谱得到充分利用,因为动态分配策略可通过有效的、根据需求的分配方案使所需的监视信道减小到最小值。

对切换请求进行排队,是减小由于缺少可用信道而强迫中断的发生概率的另一种方法。强迫中断概率的降低与总体承载话务量之间有一种折衷关系。由于接收到的信号强度下降到切换门限以下和因信号强度太弱而通话中断之间的时间间隔是有限的,因此可以对切换请求进行排队。延时和队列长度由当前特定服务区域的业务流量模式来决定。必须注意到,对切换进行排队也不能保证强迫中断的概率为零,因为过大的延时将引起所接收到的信号强度下降到维持通话所需的最小值以下,从而导致强迫中断。

2.4.2 实际切换中需要注意的事项

在实际的蜂窝系统中,当移动速度变化范围较大的,系统设计将会遇到许多问题。高速车辆只要几秒钟就驶过了一个小区的覆盖范围,而步行用户在整个通话中可能不需要切换。特别是在为了提高容量而增加了微区的地方,MSC 很快就会因为经常有高速用户在小区之间穿行而不堪负荷。已经提出了多种方案来处理同一时刻的高速和低速用户的通信,同时将 MSC 介入切换的次数减到最小。另一个现实的局限性是对获得新小区站址的限制。

蜂窝概念虽然可通过增加小区站点来增加系统容量,但在实际中,要在市区内获得新的小区站点的物理位置,对于蜂窝服务的提供者来说是很困难的。分区法、条例、以及其他非技术

性的障碍，经常使得蜂窝提供者宁愿在一个与已经存在小区相同的物理位置上安装基站和增加信道，而不愿去寻找新的站点位置。通过使用不同高度的天线（经常是在同一建筑物或发射台上）和不同强度的功率，在一个站点上设置“大的”和“小的”覆盖区是可能的。这种技术叫做伞状小区方法，用来为高速移动用户提供大面积的覆盖，同时为低速移动用户提供小面积的覆盖。图 2.4 举出了一个伞状宏区和一些比它小的微区同点设置的例子。伞状小区的方法使高速移动用户的切换次数下降到最小，同时为步行用户提供附加的微区信道。每个用户的移动速度可能是由基站或是由 MSC 来估计的，方法是通过计算 RVC 上的短期的平均信号能量相对于时间的变化速度，或是用更先进的算法来评估和区分用户[LiC93]。如果一个在伞状宏区内的高速移动用户正在接近基站，而且它的速度正在很快地下降，则基站就能自己决定将用户转移到同点设置的微区中，而不需要 MSC 的干涉。

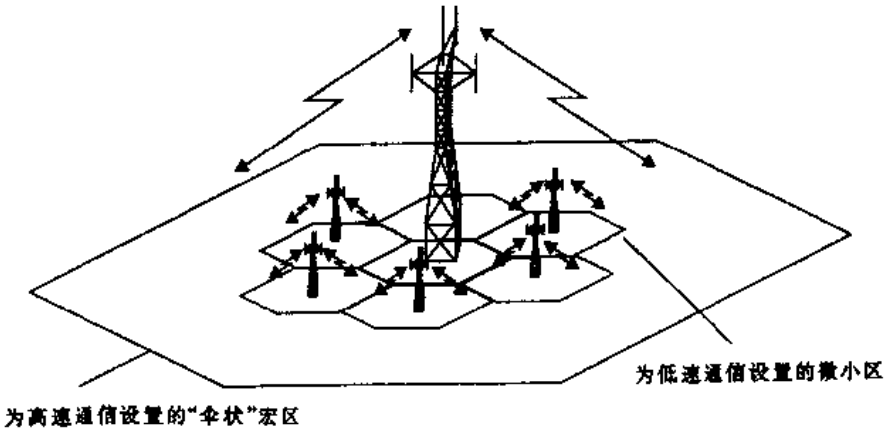


图 2.4　伞状小区设置

在微区系统中还存在另外一个实际的切换问题，就是小区拖尾。小区拖尾由对基站发射强信号的步行用户所产生。在市区内当用户和基站之间存在一个视距（LOS）无线路径时，就会发生这种情况。由于用户以非常慢的速度离开基站，平均信号能量衰减不快，即使当用户远离了小区的预定范围，基站接收到的信号仍可能高于切换门限，因此就不做切换。这会产生潜在的干扰和话务量管理问题，因为用户在那时已经深入到了相邻小区中。为解决小区拖尾问题，需要仔细的调整切换门限和无线覆盖参数。

在第一代模拟蜂窝系统中，从认为信号强度低于切换门限时开始到完成一个切换的典型时间是 10 秒。条件是 Δ 值在 6dB 到 12dB 之间。在新的数字蜂窝系统中，例如 GSM，移动台通过确定候选切换基站来辅助切换过程，切换过程一般只需要 1 到 2 秒。因此，在现代蜂窝系统中，Δ 值通常在 0 到 6dB 之间。切换过程进行得越快，处理高速和低速移动用户的能力就越大，也使得 MSC 有充足的时间去“抢救”需要切换的呼叫。

新的蜂窝系统的另一个特征是根据大范围的测量，而不是根据信号能量来做出切换的决定。同频或邻频干扰的强度可以由基站或 MSC 来测量，这一信息可以和常规的信号能量数据一起提供给多变量算法，用以决定何时需要切换。

第 10 章所描述的 IS-95 CDMA 扩频蜂窝系统，具有独一无二的切换能力，其他的无线系统都不具备这种能力。它不像按信道划分的无线系统那样在切换的时候分配一个不同的无线信道（叫做硬切换），扩频通信用户在每个小区里都共享相同的信道。因此，切换就不意味着所分配的信道在物理上的改变，而是由一个不同的基站来处理无线通信任务。通过同时计算多

个基站接收到的一个用户的信号，MSC 就可能及时地判断出任一时刻用户信号的哪种“版本”是最好的。这种技术利用了不同位置上的基站所提供的宏分集，并且允许 MSC 在任何情况下对传递给 PSTN 的用户信号的“版本”做一个“软”决策[Pad94]。从不同基站接收到的瞬时信号中进行选择的处理叫做软切换。

2.5 干扰和系统容量

干扰是蜂窝无线系统性能的主要限制因素。干扰来源包括同小区中的另一个移动台、相邻小区中正在进行的通话、使用相同频率的其他的基站、或者无意中渗入蜂窝系统频带范围的任何非蜂窝系统。话音信道上的干扰会导致串话，使用户听到了背景的干扰。信令信道上的干扰则会导致数字信号发送上的错误，而造成呼叫遗漏或阻塞。市区内的干扰更严重，因为市区内的射频源更多、基站和移动台的数量多。干扰是增加容量的一个重要瓶颈，而且常常导致掉话。蜂窝系统两种主要的干扰是：同频干扰和邻频干扰。虽然干扰信号常常是在蜂窝系统内产生的，在实际中要控制它们也是很难的(由于随机的传播效应)。频带外用户引起的干扰更加难以控制，这种情况是由于用户设备前端的饱和效应或是间歇的互调效应是在没有任何警告的情况下发生的。实际上，使用相互竞争的蜂窝系统常常是频带外干扰的一个重要来源，因为竞争者为了给顾客提供不相上下的覆盖，常常使他们的基站相距得很近。

2.5.1 同频干扰和系统容量

频率复用意味着在一个给定的覆盖区域内，存在着许多使用同一组频率的小区。这些小区叫做同频小区。这些小区之间的信号干扰叫做同频干扰。不像热噪声那样可以通过增大信噪比(SNR)来克服，同频干扰不能简单的通过增大发射机的发射功率来克服。这是因为增大发射功率会增大对相邻同频小区的干扰。为了减小同频干扰，同频小区必须在物理上隔开一个最小的距离，为传播提供充分的隔离。

如果每个小区的大小都差不多，基站也都发射相同的功率，则同频干扰比例与发射功率无关，而变为小区半径(R)和相距最近的同频小区的中心之间距离(D)的函数。增加 D/R 的值，相对于小区的覆盖距离，同频小区间的空间隔离就会增加，从而来自同频小区的射频能量减小而使干扰减小。参数 Q 叫做同频复用比例，与簇的大小有关(见表 2.1)。对于六边形系统来说，Q 可表示为：

$$Q = D/R = \sqrt{3N} \tag{2.4}$$

Q 的值越小，则容量越大；但是 Q 值大可以提高传播质量，因为同频干扰小。在实际的

表 2.1 不同 N 值的同频复用比例

Q 可表示为	簇的大小(N)	同频复用比(Q)
$i=1, j=1$	3	3
$i=1, j=2$	7	4.58
$i=2, j=2$	12	6
$i=1, j=3$	13	6.24

蜂窝系统中，需要对这两个目标进行协调和折衷。

若设 i_0 为同频干扰小区数，则监视前向信道的移动接收台的信噪比（S/I 或 SIR）可以表示为：

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{\sum_{i=1}^{i_0} I_i} \tag{2.5}$$

其中，S 是从预设基站中来的想获得的信号功率，I_i 是第 i 个同频干扰小区所在基站引起的干扰功率。如果已知同频小区的信号强度，前向链路的 S/I 比值就可以通过式(2.5)求得。

对移动无线信道的传播测量表明，在任一点接收到的平均信号能量随发射机和接收机之间距离的幂指数下降。在距离发射天线 d 处接收到的平均信号功率 P_r 可以由下式来估算：

$$P_r = P_0\left(\frac{d}{d_0}\right)^{-n} \tag{2.6}$$

或

$$P_r(\text{dBm}) = P_0(\text{dBm}) - 10n\log\left(\frac{d}{d_0}\right) \tag{2.7}$$

其中，P_0 是参考点接收功率，该点与发射天线有一个较小的距离 d_0，n 是路径衰减指数。现在考虑前向链路，该链路中预想要获得的信号来自当前服务的基站，干扰来自同频基站。假设 D_i 是第 i 个干扰源与移动台间的距离，则移动台接收到的来自第 i 个干扰小区的功率与 $(D_i)^{-n}$ 成正比。在市区的蜂窝系统中，路径衰减指数一般在 2 到 4 之间[Rap92b]。

如果每个基站的发射功率相等，整个覆盖区域内的路径衰减指数也相同，则移动台的 S/I 可以近似的表示为：

$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-n}}{\sum_{i=1}^{i_0} (D_i)^{-n}} \tag{2.8}$$

仅仅考虑第一层干扰小区，如果所有干扰基站与预设基站间是等距的，小区中心间的距离都为 D，则式(2.8)可以简化为：

$$\frac{S}{I} = \frac{(D/R)^n}{i_0} = \frac{(\sqrt{3N})^n}{i_0} \tag{2.9}$$

式(2.9)将 S/I 与簇大小 N 联系起来了，N 同时也决定了系统的总体容量，参见式(2.2)。例如，假设六个相距很近的小区已经近得足够产生严重的干扰，而且它们与预设基站之间的距离近似相等。对于使用 FM 和 30kHz 信道的美国 AMPS 蜂窝系统，主观的测试表明，当 S/I 大于或等于 18dB 时就可以提供足够好的话音质量。假设路径衰减指数 $n=4$，根据式(2.9)可以得出，为了达到这个要求，簇的大小 N 最小必须为 6.49。所以，为了达到 S/I 大于等于 18dB 的要求，簇最小值需要为 7。必须要注意，式(2.9)是基于六边形小区的，在这种系统中所有干扰小区和基站接收机间是等距的，因而在许多情况下能得出理想的结果。在一些频率复用方案(例如，$N=4$)中，最近干扰小区与预设小区间的距离变化很大。

从图 2.5 中可见，对于一个移动台在小区边界上、$N=7$ 的簇，移动台与最近的两个同频干扰小区间的距离为 $D-R$，和其他的第一层的干扰小区间的距离分别为 $D+R/2$、D、$D-R/2$、$D+R$[Lee86]。假设 n 等于 4，根据式(2.9)最坏情况下的信噪比，可以很近似地表

示为(Jacobsmeyer计算出来的确切的表达式[Jac94]):

$$\frac{S}{I}=\frac{R^{-4}}{2(D-R)^{-4}+2(D+R)^{-4}+2D^{-4}} \tag{2.10}$$

式(2.10)可以用同频复用比例 Q 重写为:

$$\frac{S}{I}=\frac{1}{2(Q-1)^{-4}+2(Q+1)^{-4}+2Q^{-4}} \tag{2.11}$$

如果 $N=7$、同频复用比例 $Q=4.6$,则根据式(2.11)计算出最坏情况下 S/I 的值近似为49.56(17dB),但用式(2.10)算出的精确值为 17.8dB[Jac94]。因此,对于一个 7 小区的簇,最坏情况下的 S/I 的值略小于 18dB。要设计一个在最坏情况下还有适当性能的蜂窝系统,需要将 N 增大到下一个最大的值,根据式(2.3)算出来是 12(相应的 $i=j=2$)。这很明显会大量减小系统容量,因为 12 小区的复用使得每个小区只能用 1/12 的频谱,而 7 小区复用的小区可以用 1/7 的频谱。实际上,用 7/12 的系统容量损失来适应很少发生的最坏情况是得不偿失的。从以上分析可以看出,同频干扰决定了链路性能,同时也确定了频率复用方案和蜂窝系统的总体容量。

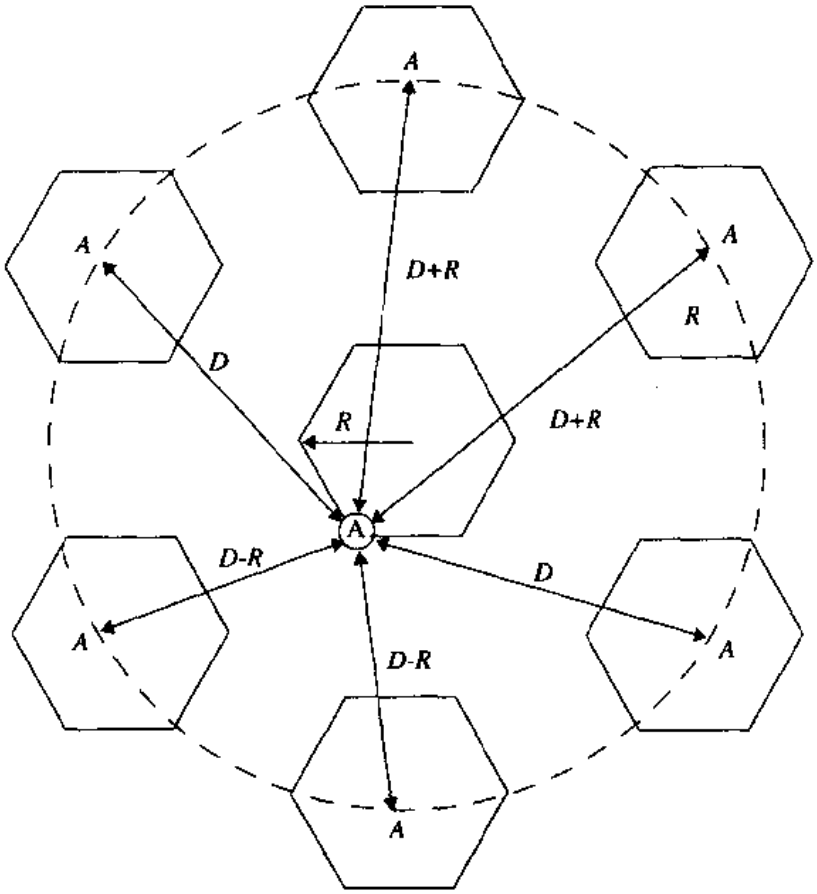


图 2.5 簇大小 $N=7$ 的第一层同频小区的图例。当移动台在小区边界(A 点)时,它就经历前向信道中同频干扰的最坏情况。移动台与不同的同频小区间所标注的距离,为了简化分析已作了近似处理

例 2.2

如果保证蜂窝系统的前向信道具有良好性能要求的信噪比为 15dB，求当路径衰减指数(a) $n=4$，(b) $n=3$ 时，要获得最大的容量需要多大的频率复用因子和簇大小？假设在一个层中有六个同频小区，并且它们与移动台之间的距离都相同。可用适当的近似。

例 2.2 解

(a) $n=4$

首先，让我们考虑一个 7 小区复用模型。

根据式(2.4)，同频复用比例 $D/R=4.583$。

根据式(2.9)，信噪比为：

$$S/I=(1/6)\times(4.583)^4=75.3=18.66\text{dB}$$

它大于所要求的最小信噪比 S/I，所以 $N=7$ 可用。

(b) $n=3$

首先，考虑一个 7 小区的复用模型。

根据式(2.9)，信噪比为：

$$S/I=(1/6)\times(4.583)^3=16.04=12.05\text{dB}$$

由于它小于所要求的最小信噪比 S/I，我们要用一个更大的 N。

根据式(2.3)，下一个可用的 N 值为 12($i=j=2$)。

根据式(2.4)可得相应的同频比例为：

$$D/R=6.0$$

根据式(2.9)，信噪比为：

$$S/I=(1/6)\times(6)^3=36=15.56\text{dB}$$

由于它大于所要求的最小信噪比 S/I，所有 $N=12$ 可用。

2.5.2 邻频干扰

来自所使用信号频率的相邻频率的信号干扰叫做邻频干扰。邻频干扰是由于接收滤波器不理想，使得相邻频率的信号泄漏到了传输带宽内而引起的。如果相邻信道的用户在离用户接收机很近的范围内发射，而接收机是想接收使用预设信道的基站信号，则这个问题会变得很严重。这称作远近效应，就是一个在附近的发射机(可能是也可能不是属于蜂窝系统所用的同一种类型)“俘获”了用户的接收机。还有，当有离基站很近的移动台用了与一个弱信号移动台使用的信道邻近的信道时，也会发生远近效应。

邻频干扰可以通过精确的滤波和信道分配而减到最小。因为每个小区只分配给了可用信道中的一部分，给小区分配的信道就没有必要在频率上相邻。通过使小区中的信道间隔尽可能的大，邻频干扰会减小。因此，不是在每个特定的小区分配在频谱上连续的信道，而是使在给定小区内分配的信道有最大的频率间隔。通过顺序地将连续的信道分配给不同的小区，许多分配方案可以使得在一个小区内的邻频信道间隔为 N 个信道带宽，其中 N 是簇的大小。其中一些信道分配方案，还通过避免在相邻小区中使用邻频信道来阻止一些次要的邻频干扰。

如果频率复用比例小，邻频信道间的间隔就可能不足以将邻频干扰强度保持在可容忍的极限内。例如，如果有一个移动台接近基站的程度是另一个的 20 倍，而且有信号能量溢出它自己的传输频带，弱信号移动台的信噪比（接收滤波器之前）可近似表示为：

$$S/I = (20)^{-n} \tag{2.12}$$

如果路径衰减指数 $n \approx 4$，上式等于 -52dB。如果基站接收机的中频（IF）滤波器的斜率为 20dB/倍频程，则为了获得 52dB 的衰减，邻频干扰源至少要转移到距接收机频谱中心 6 倍于传输带宽的地方。即为了获得 0dB SIR，要求有 6 倍信道带宽间隔的滤波器。这意味着为了将邻频信道干扰降到可接受水平以下，需要有大于 6 倍的信道间隔，或是当距离很近的用户与远距离的用户使用同一个小区时，需要更陡峭的基站滤波器。实际上，为了抵制邻频干扰，每个基站都用高 Q 值的空腔滤波器。

例 2.3

这个例子说明了信道是怎样分成子集，以及是如何分配给不同的小区使得邻频干扰为最小。美国的 AMPS 系统最初使用 666 个双向信道。1989 年，FCC 给蜂窝服务增加了 10MHz 的频谱，这就给 AMPS 系统新增了 166 个信道。现在 AMPS 中有 832 个信道。前向信道（870.030MHz）和它相应的反向信道（825.030MHz）一起编号为第 1 信道。类似的前向信道 889.98MHz 和相应的反向信道 844.98MHz 编号为第 666 信道（见图 1.2）。扩展频段的信道编号为 667 到 799，及 990 到 1023。

为了鼓励竞争，FCC 在每个服务区域内将信道分给两个相互竞争的运营商，每个运营商分得信道总数的一半。两个运营商所用的信道以 A 组和 B 组来区分。B 组由原来就提供电话服务的公司（称作电话运营商）使用，A 组由没有提供过电话服务的公司（称作非电话运营商）使用。

除了每个运营商使用的 416 个信道外，还有 395 个话音信道，剩下的 21 个为信令信道。1 到 312 信道（话音信道）和 313 到 333 信道（信令信道）属于 A 组，355 到 666 信道（话音信道）和 334 到 354 信道（信令信道）属于 B 组。667 到 716 信道和 991 到 1023 信道为 A 组的扩展话音信道，717 到 799 信道为 B 组的扩展话音信道。

每 395 个话音信道分为 21 个子集，每个子集含有 19 个信道。在每个子集中，最相邻的信道之间有 21 个信道间隔。在小区复用系统中，每小区使用 3 个子集的信道。这 3 个子集是在保证小区中的每个信道与任何别的信道之间都至少有 7 个信道的间隔的前提下分配的。在表 2.2 中例举出这种信道分配方案。从表 2.2 中可以看出，每个小区都用子集中的信道，$iA + iB + iC$，其中 i 是 1 到 7 的整数。一个小区中的所有话音信道约为 57 个。图表上半部列出的信道属于 A 组，下半部的属于 B 组。阴影部分的属于信令信道，符合北美蜂窝系统的标准。

2.5.3 功率控制减小干扰

在实际的蜂窝无线电和个人通信系统中，每个用户所发射的功率一直是在当前服务基站的控制之下。这是为了保证每个用户所发射的功率都是所需的最小功率，以保持反向信道中

表 2.2　AMPS 对 A 组和 B 组载频的信道分配

832 信道的 AMPS 系统的信道分配表

1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	8A	9A	10A	11A	12A	13A	14A	15A	16A	17A	18A	19A	20A	21A
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42
43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63
64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84
85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105
106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126
127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147
148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168
169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189
190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210
211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225	226	227	228	229	230	231
232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250	251	252
253	254	255	256	257	258	259	260	261	262	263	264	265	266	267	268	269	270	271	272	273
274	275	276	277	278	279	280	281	282	283	284	285	286	287	288	289	290	291	292	293	294
295	296	297	298	299	300	301	302	303	304	305	306	307	308	309	310	311	312	-	-	-
313	314	315	316	317	318	319	320	321	322	323	324	325	326	327	328	329	330	331	332	333
-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	667	668	669
670	671	672	673	674	675	676	677	678	679	680	681	682	683	684	685	686	687	688	689	690
691	692	693	694	695	696	697	698	699	700	701	702	703	704	705	706	707	708	709	710	711
712	713	714	715	716	-	-	-	-	957	992	993	994	995	996	997	998	999	1000	1001	1002
1003	1004	1005	1006	1007	1008	1009	1010	1011	1012	1013	1014	1015	1016	1017	1018	1019	1020	1021	1022	1023
334	335	336	337	338	339	340	341	342	343	344	345	346	347	348	349	350	351	352	353	354
355	356	357	358	359	360	361	362	363	364	365	366	367	368	369	370	371	372	373	374	375
376	377	378	379	380	381	382	383	384	385	386	387	388	389	390	391	392	393	394	395	396
397	398	399	400	401	402	403	404	405	406	407	408	409	410	411	412	413	414	415	416	417
418	419	420	421	422	423	424	425	426	427	428	429	430	431	432	433	434	435	436	437	438
439	440	441	442	443	444	445	446	447	448	449	450	451	452	453	454	455	456	457	458	459
460	461	462	463	464	465	466	467	468	469	470	471	472	473	474	475	476	477	478	479	480
481	482	483	484	485	486	487	488	489	490	491	492	493	494	495	496	497	498	499	500	501
502	503	504	505	506	507	508	509	510	511	512	513	514	515	516	517	518	519	520	521	522
523	524	525	526	527	528	529	530	531	532	533	534	535	536	537	538	539	540	541	542	543
544	545	546	547	548	549	550	551	552	553	554	555	556	557	558	559	560	561	562	563	564
565	566	567	568	569	570	571	572	573	574	575	576	577	578	579	580	581	582	583	584	585
586	587	588	589	590	591	592	593	594	595	596	597	598	599	600	601	602	603	604	605	606
607	608	609	610	611	612	613	614	615	616	617	618	619	620	621	622	623	624	625	626	627
628	629	630	631	632	633	634	635	636	637	638	639	640	641	642	643	644	645	646	647	648
649	650	651	652	653	654	655	656	657	658	659	660	661	662	663	664	665	656	657	658	659
-	-	-	-	-	-	-	-	720	721	722	723	724	725	726	727	728	729	730	731	732
733	734	735	736	737	738	739	740	741	742	743	744	745	746	747	748	749	750	751	752	753
754	755	756	757	758	759	760	761	762	763	764	765	766	767	768	769	770	771	772	773	774
775	776	777	778	779	780	781	782	783	784	785	786	787	788	789	790	791	792	793	794	795
796	797	798	799																	

A 组

B 组

链路的良好质量。功率控制不仅有助于延长用户的电池寿命，而且可以显著地减小系统中反向信道的信噪比 S/I。从第 8 章和第 10 章可以看出，功率控制对于允许每个小区中的每个用户都使用同一无线信道的 CDMA 扩频通信系统来说特别重要。

2.6　中继和服务等级

蜂窝无线电系统依靠中继才能在有限的无线频谱内为数量众多的用户服务。中继的概念是指允许大量的用户在一个小区内共享相对较小数量的信道，即从可用信道库中给每个用户按需分配信道。在中继的无线系统中，每个用户只是在有呼叫时才给分配一个信道，一旦通话终止，原先占用的信道就立即回到可用信道库中。

根据用户行为的统计数据，中继使固定数量的信道或线路可为一个数量更大的、随机的用户群体服务。电话公司根据中继理论来决定那些有成百上千台电话的办公大楼所需分配的线路数目。中继理论也用在蜂窝无线系统的设计中，在可用的电话线路数目与在呼叫高峰时没有线路可用的可能性之间有一个折衷。当电话线路数下降时，对于一个特定的用户，所有线路都忙的可能性变大。在中继的移动无线系统中，当所有的无线信道都被占用而用户又请求服

务时，则发生呼叫阻塞而被系统拒绝进入。在一些系统中，可能用排队来保存正在请求通话的用户信息，直到有信道为止。

为了设计一个能在特定的服务等级上处理特定容量的中继无线系统，必须懂得中继理论和排队论。中继理论的基本原理是19世纪末的一个丹麦数学家爱尔兰(Erlang)提出来的，他致力于研究大量的用户怎样由有限的服务能力为他们服务［Bou88］。现在，用他的名字作为话务量强度的单位。一个Erlang(爱尔兰)表示一个完全被占用的信道的话务量强度(即单位小时的呼叫小时或单位分钟的呼叫分钟)。例如，一个在一小时内被占用了30分钟的信道的话务量为0.5 Erlang。

服务等级(*GOS*)是用来测量在系统最忙的时间用户进入系统的能力。忙时基于一周、一月或一年内顾客在最忙时间的需求。蜂窝无线系统的忙时通常出现在高峰时间，星期四下午的4点到6点或星期六晚上。服务等级用作某个中继系统的预定性能的基准。估算符合*GOS*所需的最大通信容量和分配适当数目的信道是无线设计者的工作。*GOS*通常定义为呼叫阻塞的概率，或是呼叫延迟时间大于特定排队时间的概率。

在中继理论中，为中继系统作容量估算时要用到表2.3中列出的一系列定义。

表2.3　中继理论中用到的基本术语定义

建立时间：给正请求的用户分配一个中继无线信道所需的时间。
阻塞呼叫：由于拥塞无法在请求时间完成的呼叫，又叫损失呼叫。
保持时间：通话的平均保持时间，表示为 H(以秒为单位)。
话务量强度：表征信道时间利用率，为信道的平均占用率，以Erlang为单位。是一个无量纲的值，可用来表征单个或多个信道的时间利用率。表示为 A。
负载：整个系统的话务量强度，以Erlang为单位。
服务等级(*GOS*)：表征拥塞的量，定义为呼叫阻塞概率(表示为 B，单位为Erlang)，或是延迟时间大于某一特定时间的概率(表示为 C，单位为Erlang)。
请求速率：单位时间内平均的呼叫请求次数。表示为 λ/秒。

每个用户提供的话务量强度等于呼叫请求速率乘以保持时间。也就是，每个用户产生的话务量强度 A_u 表示为：

$$A_u = \lambda H \tag{2.13}$$

其中，H 是通话的平均保持时间，λ 是单位时间内的平均呼叫请求次数。对于一个有 U 个用户和不确定数目信道的系统，总共的话务量 A 为：

$$A = UA_u \tag{2.14}$$

而且，在一个有 C 个信道的中继系统中，如果话务量是在信道中平分的话，则每个信道的话务量强度 A_c 为：

$$A_c = UA_u / C \tag{2.15}$$

注意，提供的话务量并不是中继系统所承载的话务量，只是提供给系统的话务量。当提供的话务量超过了系统的最大容量时，所承载的话务量因为系统容量受限制(信道数量受限制)

而受限制。最大可能承载的话务量决定于信道总数，表示为 C，以 Erlang 为单位。AMPS 蜂窝系统设计 GOS 为 2%的阻塞率。这意味着给小区分配的信道是按在最繁忙时间，由于信道被占用，100 个呼叫中有 2 个被阻塞设计的。

通常用到的有两种中继系统。第一种，不对呼叫请求进行排队，也就是，对于每一个请求服务的用户，假设没有建立时间，如果有空闲信道则立即进入；如果已没有空闲信道，则呼叫阻塞，被拒绝进入和释放掉，只能以后再试。这种中继叫做阻塞呼叫清除(blocked calls cleared)，其前提条件是呼叫分布服从泊松分布。还假设用户数量为无限大，并且(a)呼叫请求的到达无记忆性，意味着所有的用户，包括阻塞的用户，都可能在任何时刻要求分配一个信道；(b)用户占用信道的概率服从指数分布，那么根据指数分布，长时间的通话发生的可能性就很小；(c)在中继库中可用的信道数目有限。这称为 M/M/m 排队系统，由此得出了 Erlang B 公式(也叫阻塞呼叫清除公式)。Erlang B 公式决定了呼叫阻塞的概率，也表征了一个不对阻塞呼叫进行排队的中继系统的 GOS。Erlang B 公式的推导见附录 A，表示为：

$$Pr[\text{阻塞}] = \frac{\frac{A^C}{C!}}{\sum_{k=0}^{C}\frac{A^k}{k!}} = GOS \tag{2.16}$$

其中，C 是中继无线系统提供的中继信道数，A 是提供的总话务量。如果能给有限用户的中继系统建立一个模型，结果表达式将比 Erlang B 公式复杂得多。Erlang B 公式提供一个保守的 GOS 估算。阻塞呼叫损失掉的中继无线系统的容量，根据 GOS 的不同和信道的数目在表 2.4 中列出。

表 2.4 Erlang B 系统的容量

信道数目	容量(爱尔兰)			
	=0.01	=0.005	=0.002	=0.001
2	0.153	0.105	0.065	0.046
4	0.869	0.701	0.535	0.439
5	1.36	1.13	0.900	0.762
10	4.46	3.96	3.43	3.09
20	12.0	11.1	10.1	9.41
24	15.3	14.2	13.0	12.2
40	29.0	27.3	25.7	24.5
70	56.1	53.7	51.0	49.2
100	84.1	80.9	77.4	75.2

第二种中继系统，用一个队列来保存阻塞呼叫。如果不能立即获得一个信道，呼叫请求就一直延迟到有信道空闲为止。这种类型的中继叫做阻塞呼叫延迟，它的 GOS 定义为呼叫在队列中等待了一定时间后被阻塞的概率。为了求解 GOS，首先需要找到呼叫在最初就被拒绝进入系统的概率。呼叫没有立即得到信道的概率决定于 Erlang C 公式(推导见附录 A)：

$$Pr[\text{延迟} > 0] = \frac{A^C}{A^C + C!\left(1 - \frac{A}{C}\right)\sum_{k=0}^{C-1}\frac{A^k}{k!}} \tag{2.17}$$

如果当时没有空闲信道，则呼叫被延迟，被延迟的呼叫被迫等待 t 秒以上的概率，由呼叫被延迟的概率及延迟大于 t 秒的条件概率乘积得到。因此，一个阻塞呼叫延迟的中继系统的 GOS 为：

$$\begin{aligned} Pr[\text{延迟} > t] &= Pr[\text{延迟} > 0]Pr[\text{延迟} > t \mid \text{延迟} > 0] \\ &= Pr[\text{延迟} > 0]\exp(-(C - A)t/H) \end{aligned} \tag{2.18}$$

排队系统中所有呼叫的延迟 D 为：

$$D = Pr[\text{延迟} > 0]\frac{H}{C - A} \tag{2.19}$$

其中，那些排队呼叫的平均延迟为 $H/(C - A)$。

Erlang B 和 Erlang C 公式以图的形式在图 2.6 和图 2.7 中描绘出来。系统的话务量强度标在图的底部。阻塞概率 Pr[阻塞]为图 2.6 中的纵坐标，而 Pr[延迟 > 0]为图 2.7 中的纵坐标。明确了这两个参数以后就很容易求解第三个参数。

例 2.4

在一个阻塞呼叫清除系统中，阻塞概率为 0.5%，中继信道数为(a) 1，(b) 5，(c) 10，(d) 20，(e) 100 时，能支持多少用户？假设每个用户产生 0.1Erlang 的话务量。

例 2.4 解

从表 2.4 中可以找到 GOS 为 0.5%的不同信道数目，以 Erlang 度量的总容量。通过关系式 $A = UA_u$，可以得到系统所能支持的用户总数。

(a) $C = 1, A_u = 0.1, GOS = 0.005$

从图 2.6 可得，$A = 0.005$

因此，用户总数 $U = A/A_u = 0.005/0.1 = 0.05$ 个

但是，实际上一个信道可以支持一个用户。所以，$U = 1$。

(b) $C = 5, A_u = 0.1, GOS = 0.005$

从图 2.6 可得，$A = 1.13$

因此，用户总数 $U = A/A_u = 1.13/0.1 = 11$ 个

(c) $C = 10, A_u = 0.1, GOS = 0.005$

从图 2.6 可得，$A = 3.96$

因此，用户总数 $U = A/A_u = 3.96/0.1 = 39$ 个

(d) $C = 20, A_u = 0.1, GOS = 0.005$

从图 2.6 可得，$A = 11.10$

因此，用户总数 $U = A/A_u = 11.10/0.1 = 110$ 个

(e) $C = 100, A_u = 0.1, GOS = 0.005$

从图 2.6 可得，$A = 80.9$

因此，用户总数 $U = A/A_u = 80.9/0.1 = 809$ 个

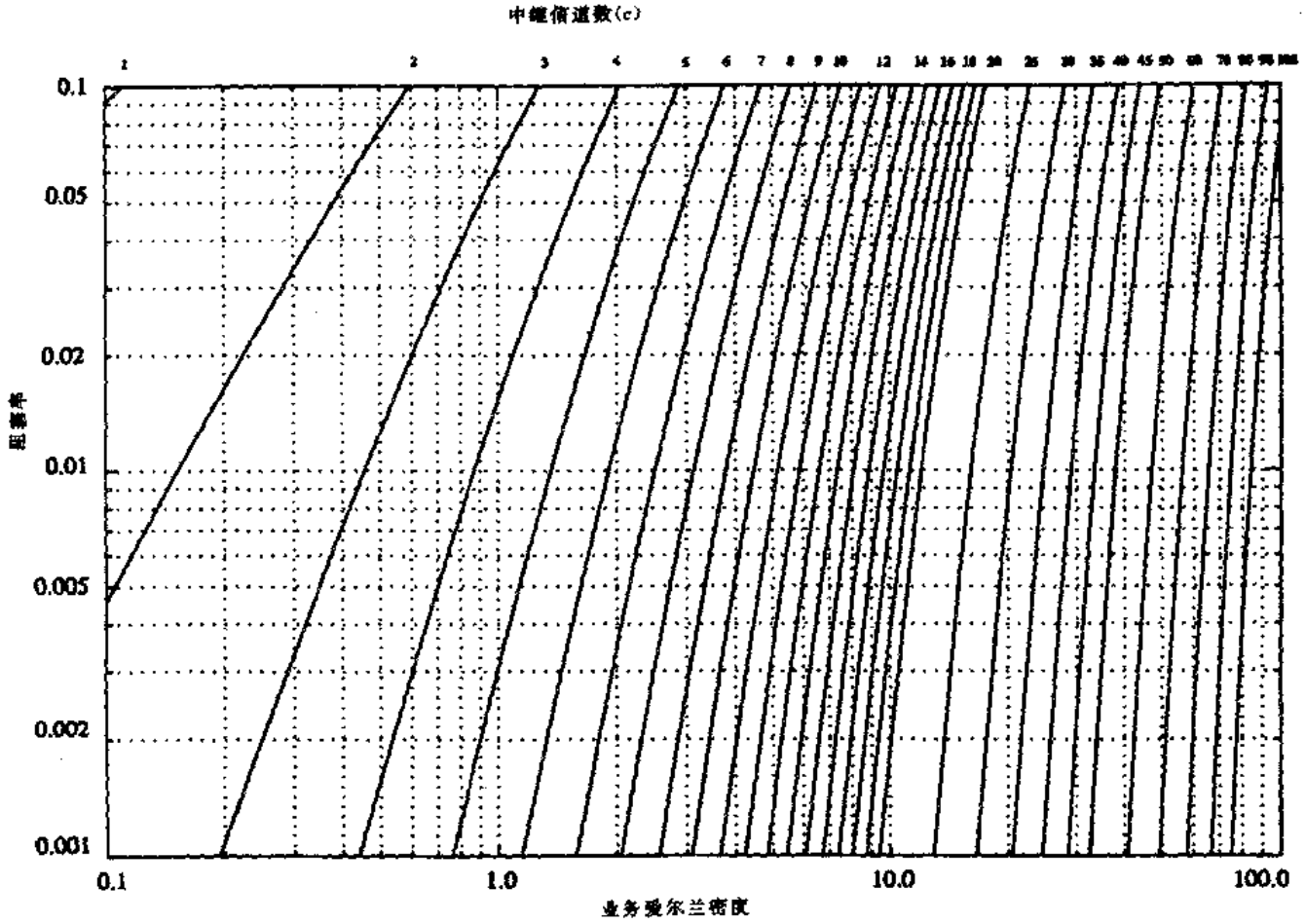


图 2.6　Erlang B 图，显示以信道数量和以 Erlang 度量的话务量强度为参数的呼叫阻塞概率函数

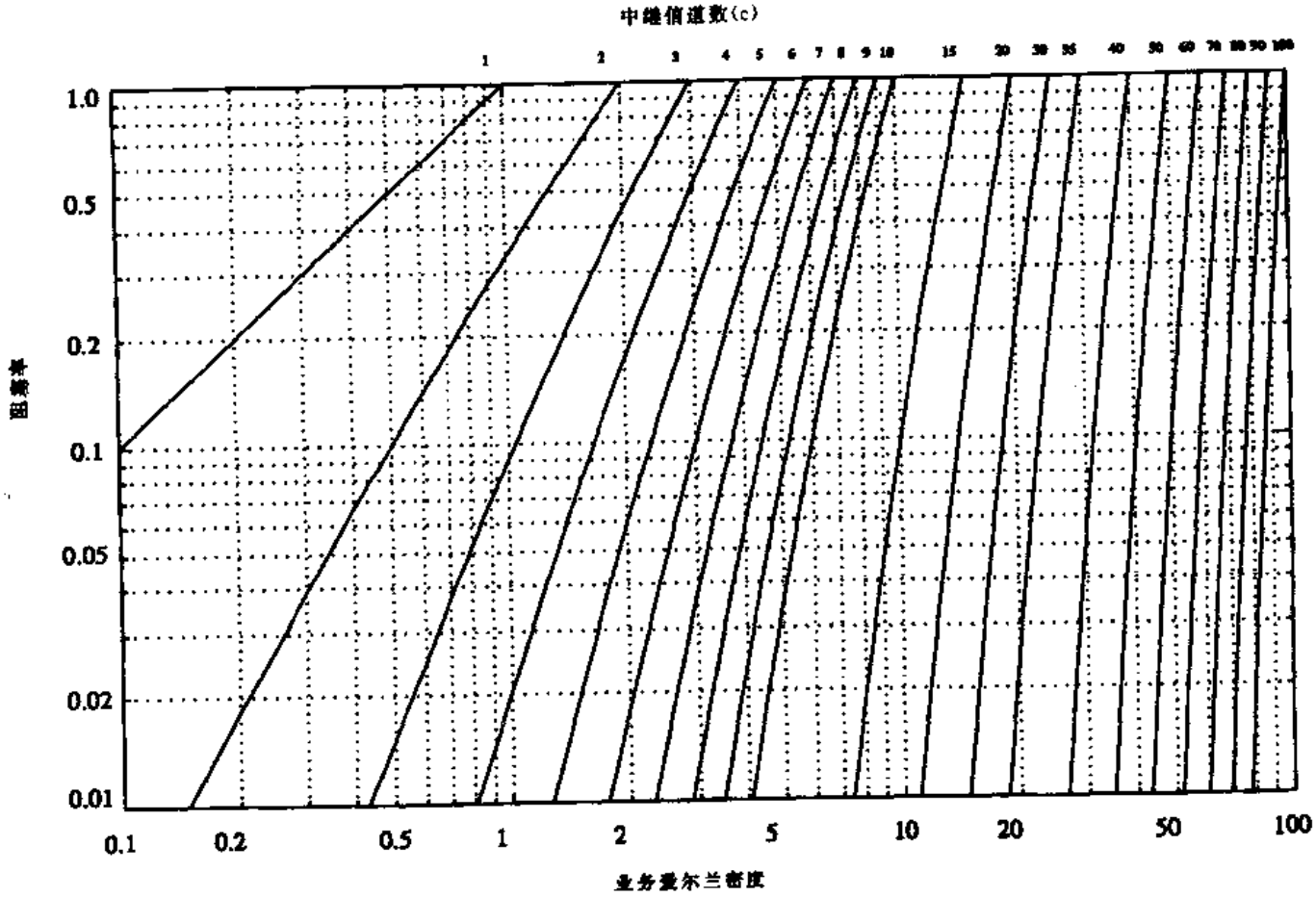


图 2.7　Erlang C 图，显示以信道数量和以 Erlang 度量的话务量强度为参数的呼叫延迟概率函数

例 2.5

有 200 万人口的市区。在一个区域内有三个相互竞争的系统(系统 A、B、C)提供蜂窝服务。系统 A 中有 19 个信道的小区 394 个,系统 B 中有 57 个信道的小区 98 个,系统 C 中有 100 个信道的小区 49 个。阻塞概率为 2%,每个用户每小时平均打 2 个电话,每个电话平均通话时间为 3 分钟,求系统所能支持的用户数。假设所有三个系统都以最大容量工作,计算每个系统的市场占有百分比。

例 2.5 解

系统 A

已知:

阻塞概率 = 2% = 0.02

系统中每个小区所用的信道数,$C = 19$

每个用户的话务量强度,$A_u = \lambda H = 2 \times (3/60) = 0.1$ Erlang

对于 $GOS = 0.02$, $C = 19$,从图 2.6 可得,所承载的总话务量 A 为 12 Erlang。

因此,每个小区所能支持的用户数为:

$$U = A / A_u = 12/0.1 = 120$$

因为共有 394 个小区,系统 A 所能支持的总用户数 $A = 120 \times 394 = 47280$ 个。

系统 B

已知:

阻塞概率 = 2% = 0.02

系统中每个小区所用的信道数,$C = 57$

每个用户的话务量强度,$A_u = \lambda H = 2 \times (3/60) = 0.1$ Erlang

对于 $GOS = 0.02$, $C = 57$,从图 2.6 可得,所承载的总话务量 A 为 45 Erlang。

因此,每个小区所能支持的用户数为:

$$U = A / A_u = 45/0.1 = 450$$

因为共有 98 个小区,系统 B 所能支持的总用户数 $A = 450 \times 98 = 44100$ 个。

系统 C

已知:

阻塞概率 = 2% = 0.02

系统中每个小区所用的信道数,$C = 100$

每个用户的话务量强度,$A_u = \lambda H = 2 \times (3/60) = 0.1$ Erlang

对于 $GOS = 0.02$, $C = 100$,从图 2.6 可得,所承载的总话务量 A 为 88 Erlang。

因此,每个小区所能支持的用户数为:

$$U = A / A_u = 88/0.1 = 880$$

因为共有 49 个小区，系统 C 所能支持的总用户数 $A = 49 \times 880 = 43120$ 个。

因此，这三个系统所能支持的蜂窝用户总数为：

$$47280 + 44100 + 43120 = 134500 \text{ 个。}$$

因为在这市区内共有 200 万住户，系统 A 的蜂窝用户总数为 47280 个，市场百分比为：

$$47280/2000000 = 2.36\%$$

类似的，系统 B 的市场百分比为：

$$44100/2000000 = 2.205\%$$

系统 C 的市场百分比为：

$$43120/2000000 = 2.156\%$$

这三个系统综合的市场百分比为：

$$134500/2000000 = 6.725\%$$

例 2.6

某个城市面积为 1300 平方英里，由一个使用 7 小区复用模式的蜂窝系统覆盖。每个小区的半径为 4 英里，该城市共有 40MHz 的频谱，使用带宽为 60kHz 的双向信道。假设 Erlang B 系统的 GOS 为 2%。如果每个用户提供的话务量为 0.03 Erlang，计算(a)服务区域内的小区数，(b)每个小区的信道数，(c)每个小区的话务量强度，(d)所承载的最大话务量，(e)所能服务的用户总数，(f)每个信道的移动台数，(g)理论上，系统一次能服务的最大用户数。

例 2.6 解

(a) 已知：

总覆盖面积 = 1300 平方英里

小区半径 = 4 英里

一个小区(六边形)的面积为 $2.5981R^2$，因此每个小区覆盖

$$2.5981 \times (4)^2 = 41.57 \text{ 平方英里}$$

因此，小区总数为 $N_c = 1300/41057 = 31$ 个

(b) 每个小区的信道总数 C

= 总频带宽/(信道带宽 × 频率复用因子)

$$= 40\,000\,000/(60\,000 \times 7) = 95 \text{ 信道/小区}$$

(c) 已知：

$C = 95$, $GOS = 0.02$

从图 2.6 可得，每小区的话务量强度 $A = 84$ Erlang/小区

(d) 所承载的最大话务量 = 小区数 × 每小区的话务量强度

$$= 31 \times 84 = 2604 \text{ Erlang}$$

417090

(e) 已知每小区话务量 = 0.03 Erlang

总用户数 = 总话务量/每个用户的话务量

= 2604/0.03 = 86 800 个

(f) 每个信道的移动台数 = 用户数/信道数

= 86,800/666 = 130 移动台/信道

(g) 理论上所能服务的最大移动台数为系统中的可用信道数(所有信道都占用)

$= C \times N_C = 95 \times 31 = 2945$ 个,占顾客数的 3.4%。

例 2.7

一个 4 小区系统中的小区半径为 1.387 km。整个系统内共用 60 个信道。如果每个用户的负载为 0.029 Erlang,$\lambda = 1$ 次呼叫/小时,计算呼叫延迟概率为 0.05% 的 Erlang C系统:

(a) 该系统每平方公里可支持多少个用户?

(b) 一个被延迟的呼叫等待 10 秒以上的概率?

(c) 一个呼叫被延迟 10 秒以上的概率?

例 2.7 解

已知:

小区半径,$R = 1.387$ km

每个小区的覆盖面积为 $2.598 \times (1.387)^2 = 5$ 平方公里

每簇的小区数 = 4

总信道数 = 60

因此,每小区的信道数 = 60/4 = 15 个

(a) 从图 2.7 可得,对于 $C = 15$,延迟概率 = 5%,其话务量强度 = 9.0 Erlang

因此,用户数 = 总话务量强度/每个用户的话务量

= 9.0/0.029 = 310 个

每平方公里可支持的用户数 = 310 个/5 平方公里 = 62 个/平方公里

(b) 已知 $\lambda = 1$,保持时间

$H = A_u/\lambda = 0.029$ 小时 = 104.4 秒

被延迟的呼叫等待 10 秒以上的概率为:

$$Pr[\text{延迟} > t \mid \text{延迟}] = \exp(-(C - A)t/H)$$

$$= \exp(-(15 - 9.0)10/104.4) = 56.29\%$$

(c) 已知 $Pr[\text{延迟} > 0] = 5\% = 0.05$

呼叫被延迟 10 秒以上的概率为:

$$Pr[\text{延迟} > 10] = Pr[\text{延迟} > 0]Pr[\text{延迟} > t \mid \text{延迟}]$$

$$= 0.05 \times 0.5629 = 2.81\%$$

中继效率用来度量某一 *GOS* 下和某一固定信道配置所能提供的用户数。信道分组的方

式可以在很大程度改变一个中继系统所能处理的用户数量。例如，据表 2.4，*GOS* 为 0.01 的 10 个中继信道能支持 4.46 Erlang 的话务量，而两个各有 5 个中继信道的信道组能支持 2 × 1.36Erlang，或 2.72 Erlang 的话务量。很明显，在某一特定的 *GOS* 上，10 个信道中继在一起所能支持的话务量比两组 5 个信道中继在一起所能支持的多 60%。必须明确，中继无线系统中的信道分配对整个系统的容量有重大的影响。

2.7 提高蜂窝系统容量

随着无线服务需求的提高，分配给每个小区的信道数最终变得不足以支持所要达到的用户数。从这点来看，需要蜂窝设计技术来给单位覆盖区域提供更多的信道。在实际中，用小区分裂、裂向和覆盖区域逼近等技术来增大蜂窝系统容量。小区分裂允许蜂窝系统有计划地增长。裂向用有方向的天线来进一步控制干扰和信道的频率复用。微小区概念将小区覆盖分散，将小区边界延伸到难以到达的地方。小区分裂通过增加基站的数量来增加系统容量，而裂向和微小区依靠基站天线的定位来减小同频干扰以提高系统容量。小区分裂和微小区技术不会像裂向那样降低中继效率，而且使得基站能监视与微小区有关的所有切换，从而减小 MSC 的计算量。以下详细介绍这三种流行的提高系统容量的技术。

2.7.1 小区分裂

小区分裂是将拥塞的小区分成更小小区的方法，每个小区都有自己的基站并相应的降低天线高度和减小发射机功率。由于小区分裂提高信道的复用次数，因而能提高系统容量。通过设定比原小区半径更小的新小区和在原有小区间安置这些小区（叫做微小区），使得单位面积内的信道数目增加，从而增加系统容量。

假设每个小区都按半径的一半来分裂，如图 2.8 所示。为了用这些更小的小区来覆盖整个服务区域，将需要大约为原来小区数 4 倍的小区。用 R 为半径画一个圆就容易理解了。以 R 为半径的圆所覆盖的区域是以 $R/2$ 为半径的圆所覆盖区域的 4 倍。小区数的增加将增加覆盖区域内的簇数目，这样就增加了覆盖区域内的信道数量，从而增加容量。小区分裂通过用更小的小区代替较大的小区来允许系统的增长，同时又不影响为了维持同频小区间的最小同频复用因子所需的信道分配策略。图 2.8 为小区分裂的例子，基站放置在小区角上，假设基站 A 服务区域内的话务量已经饱和（即基站 A 的阻塞超过了可接受值）。因此该区域需要新基站来增加区域内的信道数目，并减小单个基站的服务范围。注意到，在图中，最初的基站 A 被六个新的微小区基站所包围。在图 2.8 所示的例子中，更小的小区是在不改变系统的频率复用计划的前提下增加的。例如，标为 G 的微小区基站安置在两个用同样信道的、也标为 G 的大基站中间。图中其他的微小区基站也同样。从图 2.8 中可以看出，小区分裂只是按比例缩小了簇的几何形状。这样，每个新小区的半径都是原来小区的一半。

对于在尺寸上更小的新小区，它们的发射功率也应该下降。半径为原来小区的一半的新小区的发射功率，可以通过检查在新的和旧的小区边界接收到的功率 P_r，并令它们相等来得到。这需要保证新的微小区的频率复用方案和原小区一样。对于图 2.8

$$P_r[\text{在旧小区边界}] \propto P_{t1} R^{-n} \tag{2.20}$$

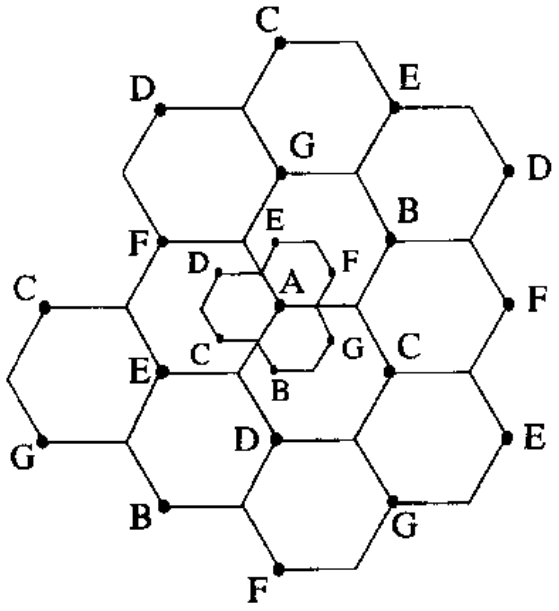


图 2.8 小区分裂的图例

及

$$P_r[\text{在新小区边界}] \propto P_{t2}(R/2)^{-n} \tag{2.21}$$

其中，P_{t1}和 P_{t2}分别为大的小区及较小的小区的基站发射功率，n 是路径衰减指数。如果令 $n=4$，并令接收到的功率都相等，则

$$P_{t2} = P_{t1}/16 \tag{2.22}$$

也就是说，为了用微小区来填充原有的覆盖区域，而又达到 S/I 要求，发射功率要降低 12dB。

实际上，不是所有的小区都同时分裂。对于服务提供者来说，要找到完全适合小区分裂的确切时期通常很困难。因此，不同规模的小区将同时存在。在这种情况下，需要特别注意保持同频小区间所需的最小距离，因而频率分配变得更复杂[Rap97]。同时也要注意到切换问题，使得高速和低速移动用户能同时得到服务(普遍使用 2.4 节中的伞状小区方法)。如图 2.8 中，当同一个区域内有两种规模的小区时，从式(2.22)可看出，不能简单地让所有新小区都用原来的发射功率，或是让所有旧小区都用新的发射功率。如果所有小区都用大的发射功率，更小的小区使用的一些信道将不足以从同频小区中分离开。另一方面，如果所有小区都用小的发射功率，大的小区中将有部分地段被排除在服务区域之外。由于这个原因，旧小区中的信道必须分成两组，一组适应小的小区的复用需求，另一组适应大的小区的复用需求。大的小区用于高速移动通信，那么切换次数就会减小。

两个信道组的大小决定于分裂的进程情况。在分裂过程的最初阶段，在小功率的组中信道数会少一些。然而，随着需求的增长，小功率组需要更多的信道。这种分裂过程一直持续到

该区域内的所有信道都用于小功率的组中，此时，小区分裂覆盖整个区域，整个系统中每个小区的半径都更小。常用天线下倾，即将基站的辐射能量集中指向地面(而不是水平方向)，来限制新构成的微小区的无线覆盖。

例 2.8

见图 2.9。假设不管小区大小，每个基站都使用 60 个信道。如果原来的小区每个半径为 1km，每个微小区的半径为 0.5km，计算以 A 为中心的 3km × 3km 的正方形区域所含有的信道数，(a)不使用微小区，(b)用了图 2.9 中标有字母的微小区，(c)原来的所有基站都用微小区来代替。假设处于正方形边界的小区算是在正方形内。

例 2.8 解

(a) 不使用微小区

小区半径为 1km 意味着六边形的边长为 1km。为了覆盖以 A 为中心的 3km × 3km 的正方形区域，需要从基站 A 出发上、下、左、右都覆盖 1.5km(1.5km 的六边形半径)。见图 2.9。从图 2.9 可以看出，这个区域内含有 5 个基站。因为每个基站用 60 个信道，没有小区分裂的信道总数就等于 5 × 60 = 300 个。

(b) 用了图 2.9 中标有字母的微小区

在图 2.9 中，有 6 个微小区包围基站 A。因此，该区域内符合条件的基站总数为 5 + 6 = 11 个。因为每个基站用 60 个信道，所用信道总数 = 11 × 60 = 660 个。与(a)比较，容量增长 2.2 倍。

(c) 原来的所有基站都用微小区来代替

从图 2.9 可以看出，该区域内符合条件的基站总数为 5 + 12 = 17 个。因为每个基站用 60 个信道，所用信道总数 = 17 × 60 = 1020 个。与(a)比较，容量增长 3.4 倍。

理论上，如果所有小区都是半径为原来小区的一半的微小区，容量增长接近 4 倍。

2.7.2 划分扇区

正如 2.7.1 节所述，小区分裂通过从根本上重组系统来获得系统容量的增加。通过减小小区半径 R 和不改变同频复用因子 D/R，小区分裂增加单位面积内的信道数。然而，另一种提高系统容量的方法是保持小区半径不变，而寻找办法来减小 D/R 比值。在这种方法中，容量的提高是通过减小簇中小区的数量，从而提高频率复用来实现的。但是为了做到这一点，需要在不降低发射功率的前提下减小相互干扰。

蜂窝系统中的同频干扰能通过用定向天线来代替基站中单独的一根全向天线来减小，其中每个定向天线辐射某一特定的扇区。使用定向天线，小区将只接收同频小区中一部分小区的干扰。使用定向天线来减小同频干扰，从而提高系统容量的技术叫做裂向。同频干扰减小的因素决定于使用扇区的数目。通常一个小区划分为 3 个 120 度的扇区或是 6 个 60 度的扇区，如图 2.10(a)和(b)。

利用裂向以后，在某个小区中使用的信道就分为分散的组，每组只在某个扇区中使用，如

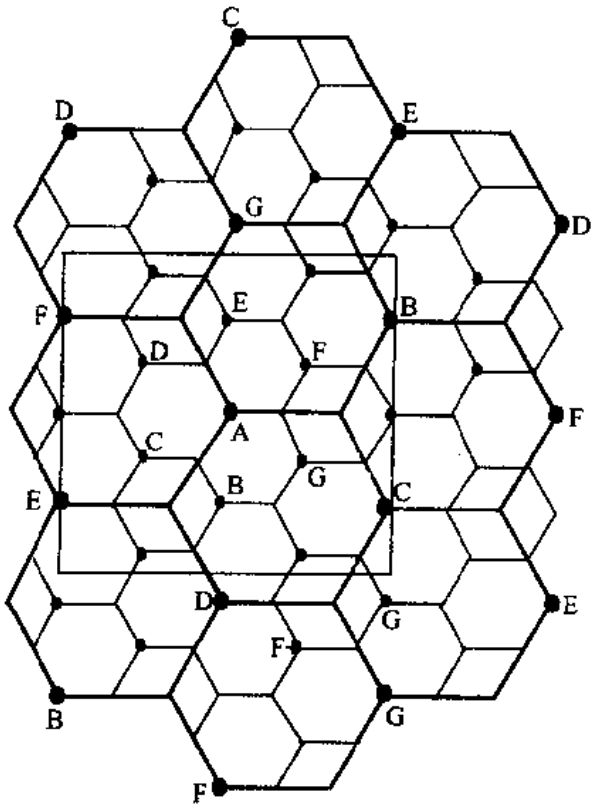
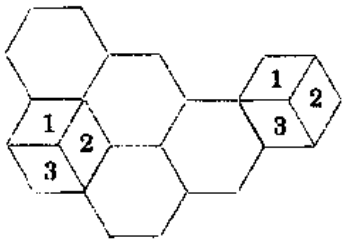
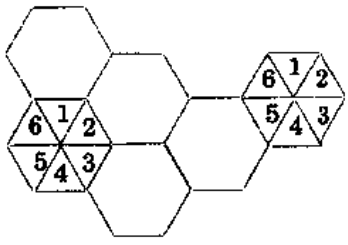


图 2.9　在以基站 A 为中心的 3km×3km 正方形的小区分裂图例



(a)



(b)

图 2.10　(a) 120 度裂向;(b) 60 度裂向

图 2.10(a)和(b)所示。假设为 7 小区复用,对于 120 度扇区,第一层的干扰源数目由 6 下降到 2。这是因为 6 个同频小区中只有 2 个能接收到相应信道组的干扰。参考图 2.11,考虑在标有"5"的中心小区的右边扇区的移动台所受到的干扰。在中心小区的右边有 3 个标"5"的同频小区的扇区,3 个在左边。在这 6 个同频小区中,只有 2 个小区具有可以辐射进入中心小区的天线模式,因此中心小区的移动台只会受到来自这两个小区的前向链路的干扰。这种情况下的 S/I 可以根据式(2.8)算得为 24.2dB,这对于 2.5 节中全向天线的情况是一个重大的提高,

在 2.5 节中实际系统的最坏的 S/I 为 17dB。使扇区天线下倾能进一步提高 S/I 比值。

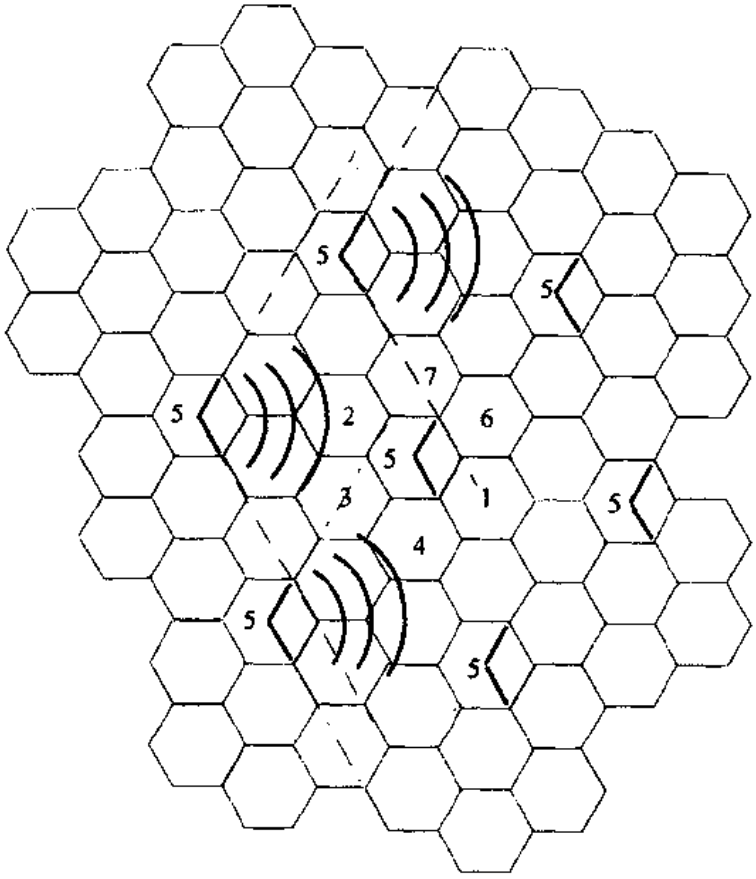


图 2.11　120 度裂向如何减小同频小区干扰的图例。在第一层的 6 个同频小区中，只有 2 个对中心小区有干扰。如果每个基站都用全向天线，则 6 个小区与中心小区都有干扰

S/I 的提高意味着 120 度裂向后，相对于没有裂向的 12 小区复用的最坏可能情况下而言，所需最小的 S/I 值 18dB 在 7 小区复用时很容易满足。这样，裂向减小干扰，获得 12/7 或 1.714 倍的容量的增加。实际上，由裂向带来的干扰的减小，使得设计人员能够减小簇的大小 N，也给信道分配附加一定的自由度。提高 S/I 从而增加系统容量带来的不利方面是导致每个基站的天线数目的增加，和由于基站的信道也要划分而使中继效率降低。还有，由于裂向减小了某一组信道的覆盖范围，切换次数增加。幸运的是，许多现代化的基站都支持裂向，允许移动台在同一个小区内进行扇区与扇区间的切换，而不需要 MSC 的干预，因此切换不是关键的问题。

由于中继效率下降，话务量会有所损失，所以一些运营商不用裂向方法，特别是在密集的市区，在这些地方定向天线模式在控制无线传播时往往失效。由于在裂向中每个基站使用不止一个天线，小区中的可用信道必须进行划分并且对特定天线实行专用。这就把可用的中继信道分成为多个部分，从而降低了中继效率。

例 2.9

考虑一个呼叫平均持续 2 分钟的蜂窝系统，阻塞概率不大于 1%。假设每个用户平均每小时呼叫 1 次。如果为 7 小区复用，共有 395 个话音信道，每小区大约有 57 个话音信道。假设将被阻塞的呼叫均予清除，阻塞概率用 Erlang B 公式来描述。从 Erlang B公式，可以得出没有裂向的系统可以处理的话务量为 44.2 Erlang，或是每小时处理 1326 个呼叫。

现在，利用 120 度裂向，每个扇区只有 19 个信道(57/3)。对于同样的阻塞概率和平均呼叫长度，根据 Erlang B 公式可以得出每个扇区能处理 11.2 Erlang 的话务量，或是每小时 336 个呼叫。因为每个小区有 3 个扇区，小区容量就为 $3 \times 336 = 1008$ 个呼叫/每小时。这样，裂向降低了中继效率，但提高了系统中每个用户的 S/I 比值。

用 60 度裂向的话，S/I 能提高更多。在这种情况下，第一层的干扰源从 6 减到 1。导致 7 小区复用系统的 $S/I = 27$dB，并允许用 4 小区复用。当然，每个小区划分为 6 个扇区会更大程度地降低中继效率、增加切换次数。如果将没有裂向的系统与划分为 6 个扇区的系统比较，中继效率降低了 44%(证明留在习题中)。

2.7.3 一种新的微小区概念

当使用裂向时需要增加切换次数，这就导致移动系统的交换和控制链路的负荷增加。为解决此问题，Lee 作了分析[Lee91b]。他提出了一种基于 7 小区复用的微小区概念，如图 2.12 所示。在这个方案中，每 3 个(或者更多)区域站点(在图 2.12 中以 Tx/Rx 表示)与一个单独的基站相连，并且共享同样的无线设备。各微小区用同轴电缆、光导纤维、或是微波链路与基站连接。多个微小区和一个基站组成一个小区。当移动台在小区内行驶时，由信号最强的微小区来服务。这种方法优于裂向，因为它的天线安放在小区的外边缘，并且任意基站的信道都可由基站分配给任一个微小区。

当移动台在小区内从一个微小区行驶到另一个微小区时，它使用同样的信道。因此，与裂向不同，当移动台在小区内的微小区之间行驶时不需要 MSC 进行切换。以这种方式，某一信道只是当移动台行驶在微小区内时使用，因此，基站辐射被限制在局部，干扰也减小了。信道根据时间和空间在 3 个微小区之间分配，也像通常一样进行同频复用。这种技术在高速公路边上或市区开阔地带特别有用。

微小区技术的优点在于小区可以保证覆盖半径，又可减小蜂窝系统的同频干扰，因为一个大的中心基站已由多个在小区边缘的小功率发射机(微小区发射机)来代替。同频干扰的减小提高了信号的质量，也增大了系统容量，而没有裂向引起的中继效率的下降。如前面所述，18dB 的 S/I 是满足窄带 FM 系统性能要达到的。对于一个 $N = 7$ 的系统，D/R 为 4.6 可以达到这样的要求(参见图 2.13)。关于微小区系统，由于任何时刻的发射都受某一微小区的控制，这意味着 D_s/R_s 为 4.6(其中，D_s 为两个同频微小区间的最小距离，R_s 为微小区的半径)可以达到所需的链路性能。在图 2.13 中，令每个独立的六边形代表一个微小区，每三个六边

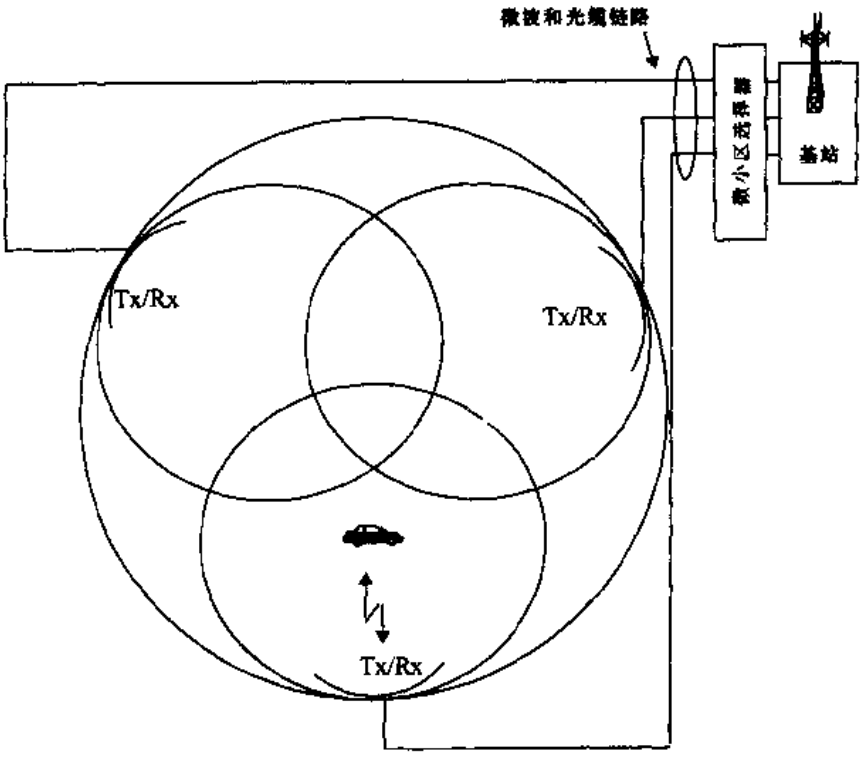


图 2.12　微小区概念(取自[Lee91b]©IEEE)

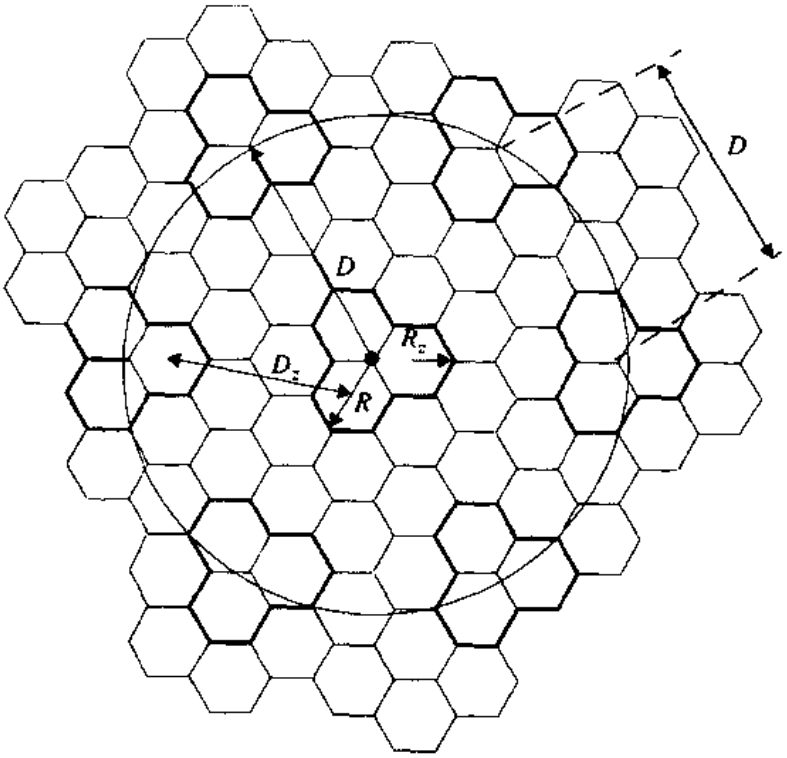


图 2.13　为 $N=7$ 的微小区结构定义 D、D_c、R、R_c。更小的六边形组成微小区,三个六边形(外边缘为粗体)为一个小区。图上画出了最近的 6 个同频小区

形一组代表一个小区。微小区半径 R_z 约等于六边形的半径。现在，微小区系统的容量直接与同频小区间的距离相关，而与微小区无关。在图 2.13 中，该距离表示为 D。如果 D_z/R_z 为 4.6，从图2.13可以看出，同频复用因子 D/R 的值为 3，其中 R 是小区的半径，并等于六边形半径的两倍。根据式(2.4)，$D/R=3$ 相对应的簇大小 $N=3$。从此可以推算出，簇大小从 $N=7$ 减到 $N=3$，根据微小区的概念，将使系统容量增加 2.33 倍，因此，对于同样的 18dB 的 S/I 要求，相对于传统的蜂窝规划，该系统在容量上有很大的增加。

通过检查图 2.13 和利用式(2.8)[Lee91b]，微小区系统最坏情况的 S/I 估计为 20dB。因此，在最坏情况下，相对于传统的用全向天线的 7 小区复用系统来说，此系统在所需的信噪比上提供 2dB 的余量，同时系统容量增加 2.33 倍。没有中继效率的损失。在许多蜂窝系统和个人通信系统中正在采纳微小区结构。

2.8 小结

在本章里，介绍了切换、频率复用、中继效率和频率规划等基本概念。将移动台从一个小区传递到另一个小区时需要进行切换，有多种方法可以完成切换。蜂窝系统的容量是含有很多变量的函数。S/I 比值限制系统的同频复用因子，而同频复用因子限制覆盖区域的信道数。中继效率限制能够进入系统的用户数。中继受可用信道数和它们在中继蜂窝系统中的裂向方式的影响。中继效率用 GOS 来表示。最后，小区分裂、裂向和微小区技术都以一定方式增大 S/I 来提高系统容量。所有这些方法的一致目标是增大系统中的用户数。无线传播特性影响所有这些方法在一个实际系统中的有效性。在接下来的两章中将介绍无线传播。

问题与练习

2.1 证明对于六边形系统，同频复用因子为 $Q=\sqrt{3N}$，其中，$N=i2+j2+ij$。(提示：利用余弦定理和六边小区几何学)。

2.2 证明蜂窝系统的频率复用因子为 k/S，其中 k 为每个小区的平均信道数，S 为蜂窝系统的可用信道总数。

2.3 有一个蜂窝服务供应商决定用数字 TDMA 方案，该方案可以容忍的最坏情况下的信噪比为 15dB，求最理想的 N 值(a)全向天线，(b)120 度扇区，(c)60 度扇区。应该用裂向吗？如果是，那么应该用哪种(60 度或 120 度)？(假设路径衰减指数为 $n=4$，并考虑中继效率。)

2.4 如果精确的传播测量表明移动无线信道提供的路径衰减指数 $n=3$ 而不是 4，你选择 2.3 中的哪种设计方案？$n=3$ 时理想的 N 值为多少？

2.5 对于 $N=7$、$Pr[\text{阻塞}]=1\%$、呼叫平均占用 2 分钟的系统，求将全向系统改为 60 度扇区天线时，用 57 个信道中继时所损失的容量？(假设将被阻塞的呼叫清除，每小时每个用户的平均呼叫速率 $\lambda=1$)。

2.6 假设称为"Radio Knob"的小区有 57 个信道，每个的有效辐射功率为 32 瓦，小区半径为 10km。服务等级为 5%的阻塞概率(假设将被阻塞的呼叫清除)。假设平均呼叫的时间为 2 分钟，每个用户每小时平均有 2 次呼叫。而且，假设小区已经达到了

最大容量，必须分裂为 4 个新的微小区以提供同区域内的 4 倍容量。

(a)"Radio Knob"的当前容量为多少？

(b)新小区的半径和发射功率为多少？

(c)为了保持系统内的同频复用不变，每个新小区需要多少信道？

(d)如果话务量是均匀分布的，每个新小区所承载的新话务量为多少？分裂后，这些新小区的阻塞概率能低于 0.1%吗？

2.7 中继(排队)理论的练习：

(a) 阻塞概率为 2%，有 4 个信道、20 个信道、40 个信道时，以 Erlang 为单位的系统最大容量(总共的和每个信道的)？

(b) 有 40 个信道，阻塞概率为 2%时，能够支持多少用户？假设 $H = 105$ 秒，$\lambda =$ 1 次呼叫/小时。

(c) 利用(a)中计算的每个小区的话务量强度，求在一个阻塞呼叫延迟系统中延迟大于 20 秒的服务等级。假设 $H = 105$ 秒，计算 4 个信道、20 个信道、40 个信道的 GOS。

(d) 比较(a)和(c)，一个有 20 秒的队列的阻塞呼叫延迟系统性能比将阻塞呼叫清除的系统好吗？

2.8 市区蜂窝无线系统中的接收机在离发射机 $d = d_0 = 1$m 处监测到 1mW 的信号。为了减轻同频干扰的影响，任何基站接收到的其他基站发射机的同频信号必须低于 -100dBm。测量确定系统中的路径衰减指数 $n = 3$。如果使用 7 小区复用模型，计算小区半径。如果用 4 小区复用，小区半径为多少？

2.9 问题 2.8 中描述的是簇大小为 7 的蜂窝系统。它使用 660 个信道，其中有 30 个为信令信道，所以每个小区大约有 90 个话音信道。如果系统的潜在用户密度为每平方公里 9000 个用户，并且每个用户平均每小时呼叫一次，高峰时间每次呼叫持续 1 分钟，计算如果所有呼叫均排队，用户延迟 20 秒以上的概率。

2.10 如果 $n = 4$，则一个小区可以分裂为 4 个更小的小区，每个的半径都为原来的一半，发射功率为原来的 1/6。如果大量测量表明路径衰减指数 $n = 3$，为了将小区分裂为 4 个更小的小区，应该怎样调整发射功率？这将会对蜂窝的几何形状产生怎样的影响？解释你的答案，并画图说明在原来的宏小区中如何安置新小区。为了简单起见，使用全向天线。

2.11 利用表 2.2 的频率分配数据，为 4 小区复用和每个小区分为 3 个扇区的 B 区载频设计信道分配方案。包括 21 个信令信道的分配方案。

2.12 重复问题 2.11，其中复用方式为 4 小区复用，每个小区分为 6 个扇区。

2.13 在实际的蜂窝无线系统中，MSC 为最近的同频小区分配无线信道的程序是不同的。这种技术叫做序列搜索，保证同频小区在将同样的信道分配给相邻小区的呼叫之前，首先使用同频组中的不同信道。这使得蜂窝系统没有达到最大负荷时，能有最小的干扰。考虑 3 个相邻的簇，设计一个 MSC 用来为同频小区搜索合适的信道的算法。假设复用模式为 7 小区复用，每个小区有 3 个扇区，A 区载频使用美国的蜂窝信道分配方案。

2.14 计算使用下列标准的移动接收机的干扰(以 dBm 为单位)：(a) AMPS，(b) GSM，

(c) USDC,(d) DECT,(e) IS－95,(f) CT2。假设所有接收机的噪声指数为 10dB。

2.15 如果基站在小区边缘提供的信号强度为－90dB,计算问题 2.14 中所描述的移动接收机的 *SNR*。

2.16 从概念出发,推导出本章给出的 Erlang B 公式。

2.17 仔细分析 4 小区簇的裂向和中继效率间的平衡。裂向通过提高 *SNR* 来增加容量,但是中继效率会下降,因为每个扇区都必须单独地中继。考虑每个小区所有可用信道的一个大范围,考虑每个小区划分为 3 个扇区和 6 个扇区的影响。你的分析可能会用到计算机模拟,分析必须指出不能使用裂向的转折点。

2.18 假设只含有一个基站的移动无线系统中的每个用户平均每小时呼叫 3 次,每次呼叫平均持续 5 分钟。

(a) 每个用户的话务量强度?

(b) 如果系统阻塞率为 1%,且只有 1 个信道可用,计算系统的用户数。

(c) 如果系统阻塞率为 1%,且有 5 个中继信道可用,计算系统的用户数。

(d) 如果(c)中算出的用户数变为 2 倍,有 5 个中继信道的移动无线系统的阻塞概率为多少?

2.19 美国的 AMPS 系统使用 800MHz 内的 50MHz 的频谱,有 832 个信道。其中有 42 个作为信令信道。前向信道的频率比反向信道的频率大 45MHz。

(a) AMPS 系统是单工的、半双工的,或是双工的? 每个信道的带宽为多少,以及是如何在基站和用户间分配的?

(b) 假设一个基站在信道 352 上发送控制信令,频率为 880.560MHz。则信道 352 上的用户的发射频率是多少?

(c) AMPS 信道在 A 区和 B 区载频间平均分配。计算各自的信令信道数和话音信道数。

(d) 假设你是 7 小区复用蜂窝系统的总工程师。在你的系统中为均匀分布的用户设计一个信道分配策略。假设每个小区有 3 个信道(利用 120 度的裂向),计算为每个信令信道分配的话音信道数。

(e) 对于理想的有统一小区大小的六边形蜂窝结构,7 小区复用时两个最近的同频小区间的距离为多少? 4 小区复用呢?

2.20 假设获得了美国蜂窝系统(许可证的申请费用仅为 500 美元)的许可证。你的许可证可以覆盖 140 平方公里。假设每个基站的费用为 50 万美元,每个 MTSO 的费用为 150 万美元。另外,需要额外的 50 万美元作为广告和开始业务的费用。银行已经答应贷款 600 万美元,如果你想在 4 年内收入 1000 万美元,并且偿还了贷款。

(a) 有 600 万美元,你可以安装多少个基站(即小区站点)?

(b) 假设地球是个平面,用户在地面上均匀分布,你的每个基站的覆盖区域可以假设为多少? 假设为六边形蜂窝,较大的小区半径为多少?

(c) 假设 4 年内每个用户平均每月支付 50 美元。假设当你的系统开通的第一天,你就有一定数量的常年用户。在每个新年的第一天,你的常年用户数目翻一番。

为了在4年内能收入1000万美元，在你系统开通的第一天，最少应该有多少用户？

(d) 根据(c)的答案，为了在4年内能收入1000万美元，在你系统开通的第一天，每平方公里上应有多少用户？

第 3 章　移动无线电传播:大尺度路径损耗

无线通信系统的性能主要受到移动无线信道的制约。发射机与接收机之间的传播路径非常复杂,从简单的视距传播,到遭遇各种复杂的地物,如建筑物、山脉和树叶等。无线信道不像有线信道那样固定并可预见,而是具有极度的随机性,特别难以分析。甚至移动台的速度都会对信号电平的衰落产生影响。无线信道的建模历来是移动无线系统设计中的难点,这一问题的解决一般利用统计方法,并且根据对特定频带上的通信系统的测量值来进行。

3.1　概述

电磁波传播的机理是多种多样的,但总体上可以归结为反射、绕射和散射。大多数蜂窝无线系统运作在城区,发射机和接收机之间无直接视距路径,而且高层建筑产生了强烈的绕射损耗。此外,由于不同物体的多路径反射,经过不同长度路径的电磁波相互作用引起多径损耗,同时随着发射机和接收机之间距离的不断增加而引起电磁波强度的衰减。

对传播模型的研究,传统上集中于给定范围内平均接收场强的预测,和特定位置附近场强的变化。对于预测平均场强并用于估计无线覆盖范围的传播模型,由于它们描述的是发射机与接收机之间(T-R)长距离(几百米或几千米)上的场强变化,所以被称为大尺度传播模型。另一方面,描述短距离(几个波长)或短时间(秒级)内的接收场强的快速波动的传播模型,称为小尺度衰减模型。

当移动台在极小范围内移动时,可能引起瞬时接收场强的快速波动,即小尺度衰减。其原因是接收信号为不同方向信号的合成,具体描述见第 4 章。由于相位变化的随机性,其合成信号变化范围很大。在小尺度衰减中,当接收机移动距离与波长相当时,其接收场强可以发生 3 或 4 个数量级(30dB 或 40dB)的变化。当移动台远离发射机时,当地平均接收场强逐渐减弱,该平均接收场强由大尺度传播模型预测。典型地,当地平均接收场强由从 5λ 到 40λ 范围内信号测量值计算得到,对于频段从 1GHz 到 2GHz 的蜂窝系统和 PCS,相应的测量在 1 米到 10 米范围内。

图 3.1 给出一个室内无线通信系统的小尺度衰减和慢速大尺度变化情况。注意在图中,随着接收机的移动,信号衰落很快,但是随着距离的变化很慢。本章主要针对大尺度传播,以及移动通信系统中预测接收场强的通用方法。第 4 章主要针对小尺度传播模型,并描述在移动无线环境中测量和多径建模方法。

3.2　自由空间传播模型

自由空间传播模型用于预测接收机和发射机之间是完全无阻挡的视距路径时的接收信号场强。卫星通信系统和微波视距无线链路是典型的自由空间传播。与大多数大尺度无线电波传播模型类似,自由空间模型预测接收功率的衰减为 T-R 距离的函数(幂函数)。自由空间中

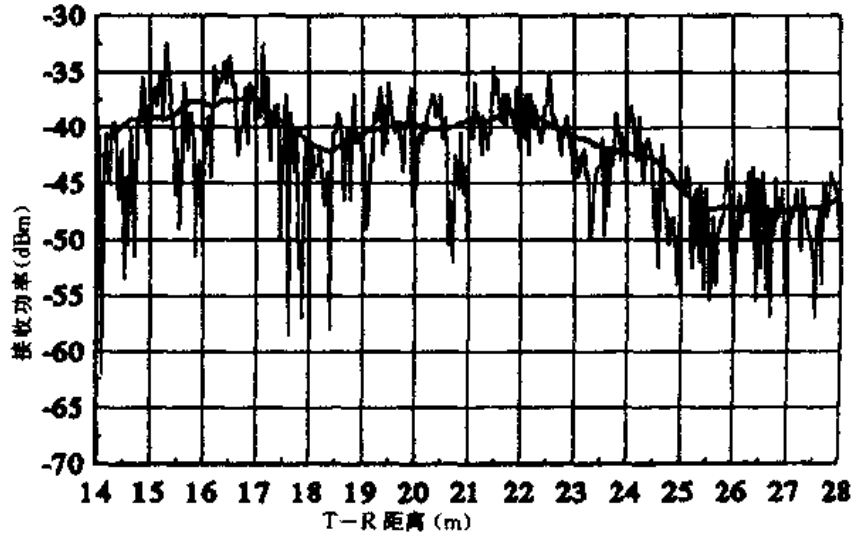


图 3.1 小尺度和大尺度衰减

距发射机 d 处天线的接收功率，由 Friis 公式给出：

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \tag{3.1}$$

其中，P_t 为发射功率；$P_r(d)$是接收功率，为 T-R 距离的函数；G_t 是发射天线增益；G_r 是接收天线增益；d 是 T-R 间距离，单位为米；L 是与传播无关的系统损耗因子；λ 为波长，单位米。天线增益与它的有效截面相关，即：

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \tag{3.2}$$

有效截面 A_e 与天线的物理尺寸相关，λ 则与载频相关：

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2\pi c}{\omega_c} \tag{3.3}$$

其中，f 为载频，Hz；ω_c 为载频，rad/s；c 为光速，m/s。P_t 和 P_r 必须具有相同单位，G_t 和 G_r 为无量纲量。综合损耗 L（$L \geq 1$）通常归因于传输线衰减、滤波损耗和天线损耗，$L = 1$ 则表明系统硬件中无损耗。

由式(3.1)自由空间公式可知，接收机功率随 T-R 距离的平方衰减，即接收功率衰减与距离的关系为 20dB/10 倍程。

各方向具有相同单位增益的理想全向天线，通常作为无线通信系统的参考天线。有效全向发射功率(EIRP)定义为：

$$EIRP = P_t G_t \tag{3.4}$$

表示同全向天线相比，可由发射机获得的在最大天线增益方向上的最大发射功率。

实际上用有效发射功率(ERP)代替 EIRP 来表示同半波耦级子天线相比的最大发射功率。由于耦级子天线具有 1.64 的增益(比全向天线高 2.15dB)，因此对同一传输系统，ERP 比 EIRP 低 2.15dB。实际上，天线增益是以 dBi 为单位(与全向天线相比的 dB 增益)或以 dBd 为

单位(与半波耦级子天线相比的 dB 增益)[Stu81]。

路径损耗,表示信号衰减,单位为 dB 的正值,定义为有效发射功率和接收功率之间的差值,可以包括也可以不包括天线增益。当包括天线增益时,自由空间路径损耗为:

$$PL(\mathrm{dB}) = 10\log\frac{P_t}{P_r} = -10\log\left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right] \tag{3.5}$$

当不包括天线增益时,设定天线具有单位增益。其路径损耗为:

$$PL(\mathrm{dB}) = 10\log\frac{P_t}{P_r} = -10\log\left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right] \tag{3.6}$$

Friis 自由空间模型仅当 d 为发射天线远场值时适用。天线的远场或Fraunhofer区定义为超过远场距离 d_f 的地区,d_f 与发射天线截面的最大线性尺寸和载波波长有关。Fraunhofer 距离为:

$$d_f = 2D^2/\lambda \tag{3.7a}$$

其中,D 为天线的最大物理线性尺寸。此外对于远地地区 d_f 必须满足:

$$d_f \gg D \tag{3.7b}$$

和

$$d_f \gg \lambda \tag{3.7c}$$

显而易见,公式(3.1)不包括 $d=0$ 的情况。为此,大尺度传播模型使用近地距离 d_0 作为接收功率的参考点。当 $d > d_0$ 时,接收功率 $P_r(d)$ 与 d_0 的 P_r 相关。$P_r(d_0)$可由公式(3.1)预测或由测量的平均值得到。参考距离必须选择在远场区,即 $d_0 \geq d_f$,同时 d_0 小于移动通信系统中所用的实际距离。这样,使用公式(3.1),当距离大于 d_0 时,自由空间中接收功率为:

$$P_r(d) = P_r(d_0)\left(\frac{d_0}{d}\right)^2 \qquad d \geq d_0 \geq d_f \tag{3.8}$$

在移动无线系统中,经常发现 P_r 在几平方公里的典型覆盖区内,要发生几个数量级的变化。因为接收电平的动态范围非常大,经常以 dBm 或 dBW 为单位来表示接收电平。公式(3.8)可以表示成以 dBm 或 dBW 为单位,只要公式两边均乘以 10。例如,如果 P_r 单位为 dBm,接收功率为:

$$P_r(d)\mathrm{dBm} = 10\log\left[\frac{P_r(d_0)}{0.001\mathrm{W}}\right] + 20\log\left(\frac{d_0}{d}\right) \qquad d \geq d_0 \geq d_f \tag{3.9}$$

其中,$P_r(d_0)$ 单位为瓦。

在实际使用低增益天线,1 ~ 2GHz 地区的系统中,参考距离 d_0 在室内环境典型值取为 1m,室外环境取为 100m 或 1km,这样式(3.8)和式(3.9)中的分子为 10 的倍数。这就使以 dB 为单位的路径损耗计算很容易。

例 3.1

求解最大尺寸为 1m，工作频率为 900MHz 的天线的远地距离。

例 3.1 解

已知：

天线最大尺寸，$D = 1\text{m}$

工作频率 $f = 900\text{MHz}$，$\lambda = c/f = \dfrac{3 \times 10^8 \text{m/s}}{900 \times 10^6 \text{Hz}}$ m

使用公式(3.7.a)可获得远地距离为：

$$d_f = \frac{2(1)^2}{0.33} = 6\text{m}$$

例 3.2

如果发射机发射 50 瓦的功率，将其换算成(a)dBm 和(b)dBW。如果该发射机为单位增益天线，并且载频为 900MHz，求出在自由空间中距天线 100m 处接收功率为多少 dBm。10km 处 P_r 为多少？假定接收天线为单位增益。

例 3.2 解

已知：

发射功率，$P_t = 50\text{W}$。

载频，$f_c = 900\text{MHz}$。

使用公式(3.9)，

(a)发射功率

$$P_t(\text{dBm}) = 10\log[P_t(\text{mW})/(1\text{mW})] = 10\log[50 \times 10^3] = 47.0\text{dBm}$$

(b)发射功率

$$P_t(\text{dBW}) = 10\log[P_t(\text{W})/(1\text{W})] = 10\log[50] = 17.0\text{dBW}$$

使用公式(3.1)确定接收功率为：

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} = \frac{50(1)(1)(1/3)^2}{(4\pi)^2(100)^2(1)} = 3.5 \times 10^{-6}\text{W} = 3.5 \times 10^{-3}\text{mW}$$

$$P_r(\text{dBm}) = 10\log P_r(\text{mW}) = 10\log(3.5 \times 10^{-3}\text{mW}) = -24.5\text{dBm}$$

使用公式(3.9)确定 10km 处的接收功率(dBm)，其中 $d_0 = 100\text{m}$，$d = 10\text{km}$

$$P_r(10\text{km}) = P_r(100) + 20\log\left[\frac{100}{10000}\right] = -24.5\text{dBm} - 40\text{dB}$$

$$= -64.5\ \text{dBm}$$

3.3 电场与功率

3.2 节中的自由空间路径损耗模型，可以很容易地从第一原理中获得。现已证明任何辐射体都产生电磁场[Gri87]、[Kra50]。已知一长为 L 的线性发射体，把它放在 z 轴方向并且中心在原点上，见图 3.2。

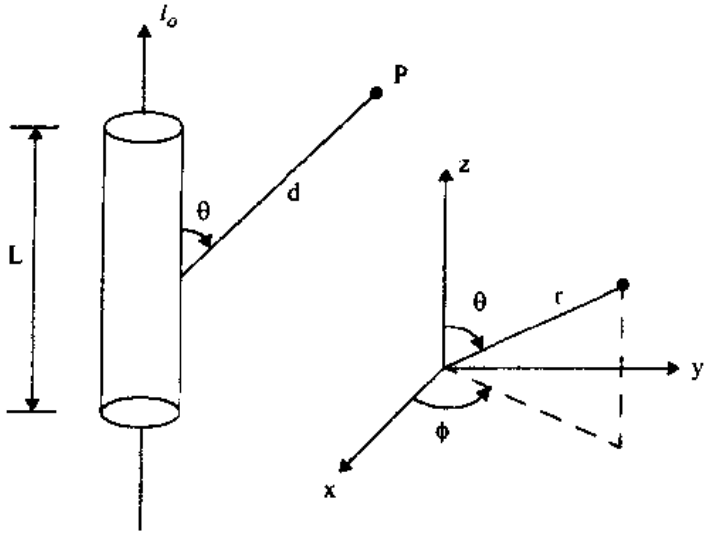


图 3.2 长为 $L(L \ll \lambda)$的线性辐射体图，通过电流为 i_0 安培，点 P 角度为 θ 距离为 d。

如果电流通过这样的天线，则发射电磁场表示为：

$$E_r = \frac{i_0 L\cos\theta}{2\pi\varepsilon_0 c}\left\{\frac{1}{d_2} + \frac{c}{j\omega_c d^3}\right\} e^{j\omega_c(t-d/c)} \tag{3.10}$$

$$E_\theta = \frac{i_0 L\sin\theta}{4\pi\varepsilon_0 c^2}\left\{\frac{j\omega_c}{d} + \frac{c}{d^2} + \frac{c^2}{j\omega_c d^3}\right\} e^{-j\omega_c(t-d/c)} \tag{3.11}$$

$$H_\varphi = \frac{i_0 L\mathrm{Sin}\theta}{4\pi c}\left\{\frac{j\omega_c}{d} + \frac{c}{d^2}\right\} e^{j\omega_c(t-d/c)} \tag{3.12}$$

并且 $E_\varphi = H_r = H_\theta = 0$。上述公式中所有的 $1/d$ 表示辐射场成分，$1/d^2$ 表示感应场成分，$1/d^3$ 表示静电场成分。由公式(3.10)和(3.12)可见，静电场和感应场比辐射场随距离衰减快得多。在远地区，静电场和感应场可忽略不计，只考虑辐射场元素 E_θ 和 H_φ。

在自由空间中，能流密度 P_d(W/m^2)为：

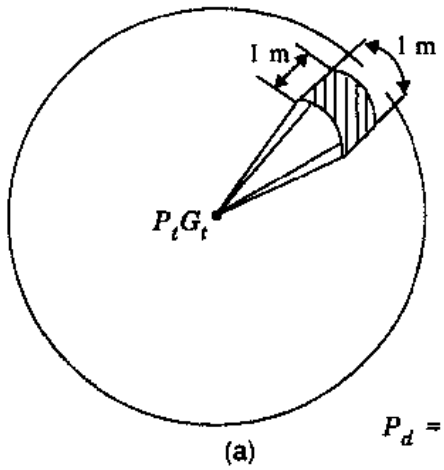
$$P_d = \frac{EIRP}{4\pi d^2} = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} = \frac{E^2}{R_{fs}} = \frac{E^2}{\eta}\ \mathrm{W/m^2} \tag{3.13}$$

其中，R_{fs}是固有阻抗，自由空间中为 $\eta = 120\pi\Omega(377\Omega)$。这样能流密度为：

$$P_d = \frac{|E|^2}{377\Omega}\ \mathrm{W/m^2} \tag{3.14}$$

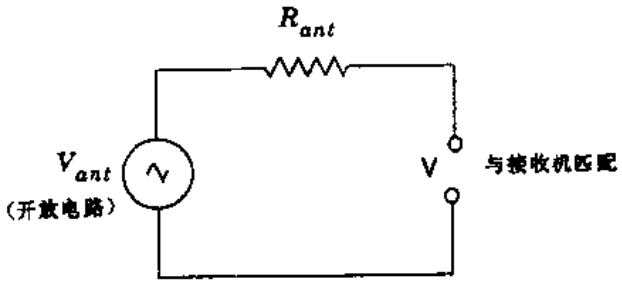
其中，$|E|$表示远地场电场辐射部分大小。图 3.3(a)表明在自由空间中从一个全向点源发出

的能流密度情况。P_d 可看作被半径为 d 的球表面分隔的 $EIRP$。在 d 处接收的功率为能流密度与接收天线的有效截面的乘积。



(a)

$$P_d = \frac{P_tG_t}{4\pi d^2} = \frac{EIRP}{4\pi d^2} = \frac{|E|^2}{120\pi}\ \text{W/m}^2$$



(b)

图 3.3 (a)距点源 d 处能流密度;(b)接收机输入端的电压

$$P_r(d) = P_dA_e = \frac{|E|^2}{120\pi}A_e = \frac{P_tG_tG_r\lambda^2}{(4\pi)^2d^2}\ \text{W} \tag{3.15}$$

公式 (3.15) 将场强 (单位 V/m) 与接收功率 (单位瓦) 关联起来，当 $L=1$ 时等同于公式(3.1)。

通常将接收电平与接收机输入电压和接收天线的感应电场 E 联系起来是非常有用的。如果接收天线建模成接收机的一个匹配阻抗负载,那么接收天线感应出一个电压进入接收机，它是天线中开放电路电压的一半。这样,如果 V 为接收机输入的电压，R_{ant}为匹配接收机阻抗,则接收功率为:

$$P_r(d) = \frac{V^2}{R_{ant}} = \frac{[V_{ant}/2]^2}{R_{ant}} = \frac{V_{ant}^2}{4R_{ant}} \tag{3.16}$$

通过公式(3.14)和(3.16)建立了接收功率和接收电场或接收天线终端开放电路电压之间的关系。图 3.3(b)表示了一个等效电路模型。注意无负载时，$V_{ant}=V$。

例 3.3

假定接收机距 50W 的发射机 10km,载频为 900MHz 且在自由空间传播，$G_t=1$ 和 $G_r=2$,求(a) 接收机功率；(b)接收天线电场大小;(c)假定接收天线具有 50Ω 理想

阻抗并和接收机匹配，则接收机输入电压是多少。

例 3.3 解

已知：

发射功率，$P_t = 50\text{W}$

载频，$f_c = 900\text{MHz}$

发射天线增益，$G_t = 1$

接收天线增益，$G_r = 2$

接收天线阻抗 $= 50\Omega$

(a)使用公式(3.5)，$d = 10\text{km}$ 处的接收功率为：

$$P_r(d) = 10\log\left(\frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right) = 10\log\left(\frac{50 \times 1 \times 2 \times (1/3)^2}{(4\pi)^2 10000^2}\right)$$

$$= -91.5\ \text{dBW} = -61.5\ \text{dBm}$$

(b)使用公式(3.15)，接收电场大小为：

$$|E| = \sqrt{\frac{P_r(d)120\pi}{A_e}} = \sqrt{\frac{P_r(d)120\pi}{G_r\lambda^2/4\pi}} = \sqrt{\frac{7\times10^{-10}\times120\pi}{2\times0.33^2/4\pi}} = 0.0039\ \text{V/m}$$

(c)使用公式(3.16)，接收机输入开放电路电压为：

$$V_{ant} = \sqrt{P_r(d) \times 4R_{ant}} = \sqrt{7\times10^{-10}\times4\times50} = 0.374\ \text{mV}$$

3.4 三种基本传播机制

在移动通信系统中，影响传播的三种最基本的机制为反射、绕射和散射。本节简要介绍这三种机制，本章的后续部分将要讨论这三种机制的传播模型。接收功率(或它的反面，路径损耗)是基于反射、散射和绕射的大尺度传播模型预测的最重要的参数。这三种传播机制也描述了小尺度衰落和多径传播(在第 4 章讨论)。

当电磁波遇到比波长大得多的物体时发生反射，反射发生于地球表面、建筑物和墙壁表面。

当接收机和发射机之间的无线路径被尖利的边缘阻挡时发生绕射。由阻挡表面产生的二次波散布于空间，甚至于阻挡体的背面。当发射机和接收机之间不存在视距路径，围绕阻挡体也产生波的弯曲。在高频波段，绕射与反射一样，依赖于物体的形状，以及绕射点入射波的振幅、相位和极化情况。

当波穿行的介质中存在小于波长的物体并且单位体积内阻挡体的个数非常巨大时，发生散射。散射波产生于粗糙表面、小物体或其他不规则物体。在实际的通信系统中，树叶、街道标志和灯柱等会引发散射。

3.5 反射

电波在不同性质的介质交界处，会有一部分发生反射，一部分通过。如果平面波入射到理

想电介质的表面，则一部分能量进入第二个介质中，一部分能量反射回到第一介质，没有能量损耗。如果第二介质为理想反射体，则所有的入射能量被反射回第一介质，无能量损耗。反射波和传输波的电场强度取决于费涅尔(Fresnel)反射系数(Γ)。反射系数为材料的函数，并与极性、入射角和频率有关。

一般来说，电磁波为极化波，即在空间相互垂直的方向上同时存在电场成分。极化波在数学上可表示成两个空间互相垂直成分的和，例如水平和垂直，左手环和右手环极化成分等。对一定的极性，可通过叠加计算反射场。

3.5.1 电介质的反射

如图 3.4 所示，电磁波入射角为 θ_i，两电介质的交界为平面，一部分能量以角度 θ_r 反射回第一介质，一部分能量以角度 θ_t 进入第二介质。反射性质随电场的极性而变。其特定方向上的行为可从图 3.4 中两种不同情况入手进行研究。入射平面定义为包括入射波、反射波和透射波的平面[Ram65]。图 3.4(a)中，电场极性平行于入射波平面(即电场为垂直极化波或对应于反射面的正交成分)；图 3.4(b)中，电场极性垂直于入射波平面(即电场指向读者，垂直于纸面并平行于反射面)。

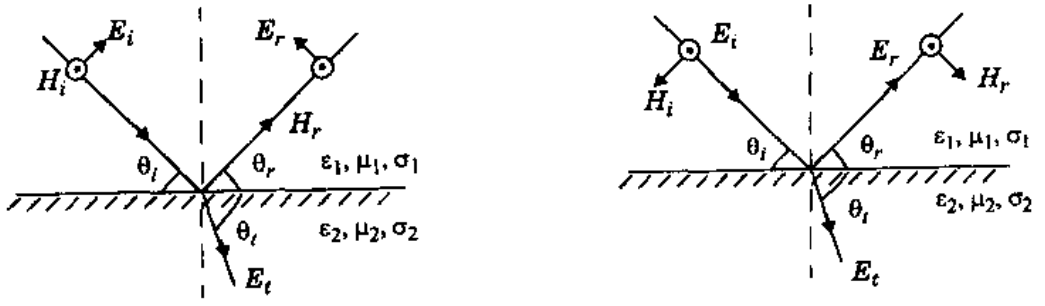
图 3.4 中，下标 i, r, t 分别指入射、反射和透射场。参数 $\varepsilon_1, \mu_1, \sigma_1$ 和 $\varepsilon_2, \mu_2, \sigma_2$ 代表两种介质的介质常数、透射率和导电性。通常，理想电介质(无损耗)的绝缘常数与介质常数 ε_r 有关，即 $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$，其中 ε_0 为 8.85×10^{-12}F/m。如果电介质是有损耗的，它将吸收一部分能量，其绝缘常数由下式给出：

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r - j\varepsilon' \tag{3.17}$$

其中

$$\varepsilon' = \frac{\sigma}{2\pi f} \tag{3.18}$$

σ 为导电性，单位 S/m。当材料为良导体时($f < \sigma/(\varepsilon_0 \varepsilon_r)$)，$\varepsilon_r$ 和 σ 与频率有关。对于有损耗的电介质，ε_0 和 ε_r 不随频率变化，但 σ 与频率有关，见表 3.1。Von Hipper[Von54]给出了不同材料随大范围频率变化的特性。



(a)电场在入射波平面　　(b)电场垂直入射波平面

图 3.4　两种介质间计算反射系数的示意图

表 3.1　不同频率下的材料系数

材　料	相对透射率 ϵ_r	导电性 σ(s/m)	频率(MHz)
粗糙地面	4	0.001	100
普通地面	15	0.005	100
良好地面	25	0.002	100
海水	81	5.0	100
淡水	81	0.001	100
砖	4.44	0.001	4000
石灰石	7.51	0.028	4000
玻璃 1	4	0.00000018	1
玻璃 2	4	0.000027	100
玻璃 3	4	0.005	10000

解反射问题仅需要考虑两正交极化分量。在介质边界处垂直和平行两种极化场的反射系数为：

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin\theta_i - \eta_1 \sin\theta_i}{\eta_2 \sin\theta_i + \eta_1 \sin\theta_i} \qquad \text{(电场在入射波平面)} \quad (3.19)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin\theta_i - \eta_1 \sin\theta_t}{\eta_2 \sin\theta_i + \eta_1 \sin\theta_t} \qquad \text{(电场不在入射波平面)} \quad (3.20)$$

其中，η_i 为介质 $i(i=1,2)$的固有阻抗，为 $\sqrt{\mu_i/\epsilon_i}$，即特定介质中平面波的电场磁场比率。电磁波的速率为 $1/\sqrt{\mu\epsilon}$，入射表面边界条件遵守 Snell 定理，参见图 3.4 为：

$$\sqrt{\mu_1\epsilon_1}\sin(90 - \theta_i) = \sqrt{\mu_2\epsilon_2}\sin(90 - \theta_t) \qquad (3.21)$$

从麦克斯韦尔公式边界条件推导出公式(3.19)和(3.20)及公式(3.22)、(3.23a)和(3.23b)。

$$\theta_i = \theta_r \qquad (3.22)$$

和

$$E_r = \Gamma E_i \qquad (3.23a)$$

$$E_t = (1 + \Gamma) E_i \qquad (3.23b)$$

其中，Γ 依赖于极性，或为 $\Gamma_{\parallel}$ 或为 $\Gamma_{\perp}$。

对于第一介质为自由空间和 $\mu_1 = \mu_2$ 的情况，垂直和水平极化两种情况的反射系数简化为：

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{-\epsilon_r \sin\theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2\theta_i}}{\epsilon_r \sin\theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2\theta_i}} \qquad (3.24)$$

和

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\sin\theta_i - \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2\theta_i}}{\sin\theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2\theta_i}} \tag{3.25}$$

对于椭圆极化波的情况，波可被分为水平和垂直电场成分，用叠加方法确定反射和透射波。对于反射和透射波的一般情况，空间坐标的水平和竖直轴与传输波的平行和垂直方向不一致。图 3.5 中，角度 θ 为从水平轴反时针方向得到的[Stu93]。在电介质边界处，垂直和水平场成分为：

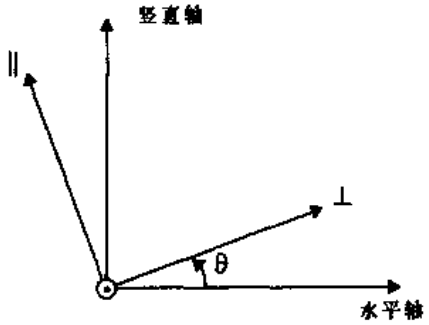


图 3.5　正交极化成分的坐标轴。水平和垂直成分应于水平和竖直空间坐标。
波的方向为垂直于纸面，朝向读者

$$\begin{bmatrix} E_H^d \\ E_V^d \end{bmatrix} = R^T D_C R \begin{bmatrix} E_H^i \\ E_V^i \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

其中，E_H^d 和 E_V^d 为水平和竖直方向上极化的场成分，E_H^i 和 E_V^i 为入射波的水平和垂直方向上极化成分，E_H^d、E_V^d、E_H^i 和 E_V^i 为时变的电场成分，可表示成矢量。R 为转换距阵，表示水平垂直极化间的映射关系，距阵 R 为：

$$R = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$$

其中，θ 为两套坐标轴之间的角度，见图 3.5。极化距阵 D_C 为：

$$D_C = \begin{bmatrix} D_{\perp\perp} & 0 \\ 0 & D_{\parallel\parallel} \end{bmatrix}$$

其中，对反射情况 $D_{xx} \approx \Gamma_x$，对透射情况 $D_{xx} = T_x = 1 + \Gamma_x$[Stu93]。

图 3.6 示出水平和垂直极化的反射系数作为入射角的函数，入射波在自由空间($\varepsilon_r = 1$)传播，(a)反射面为 $\varepsilon_r = 4$ 和(b)反射面为 $\varepsilon_r = 12$。

例 3.4

证明如果介质 1 为自由空间，介质 2 为电介质，不论 ε_r 为多少，当 θ_i 为 0°时，$|\Gamma_{\parallel}|$ 和 $|\Gamma_{\perp}|$ 接近 1。

例 3.4 解

将 $\theta_i = 0°$代入公式(3.24)

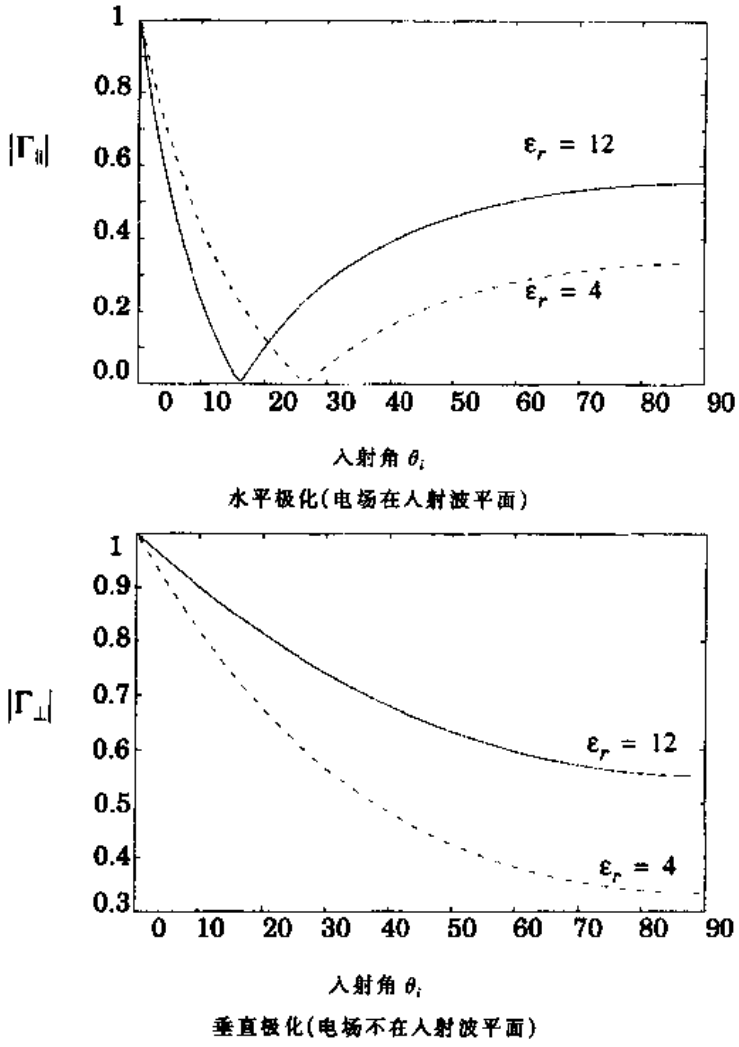


图 3.6　使用图 3.4 的几何图形，对 $\varepsilon_r = 4$，$\varepsilon_r = 12$ 作为入射角函数的反射系数大小

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{-\varepsilon_r \sin 0 + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 0}}{\varepsilon_r \sin 0 + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 0}}$$

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r - 1}}{\sqrt{\varepsilon_r - 1}}$$

$$= 1$$

将 $\theta_i = 0°$代入公式(3.25)

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\sin 0 - \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 0}}{\sin 0 + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 0}}$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{-\sqrt{\varepsilon_r - 1}}{\sqrt{\varepsilon_r - 1}}$$

$$= -1$$

本例说明当入射波照在地球上时，不管极化情况或地面电介质的性质，地面可建模成

一个单位反射系数的理想反射体(一些文章定义的 E_r 方向与图 3.4(a)中的相反,因此得到 $\Gamma = -1$)。

3.5.2 Brewster 角

电磁波投射到介质分界面上而不发生反射时的入射角为 Brewster(布鲁斯特)角,此时反射系数为 0(见图 3.6)。Brewster 角 θ_B 满足:

$$\sin(\theta_B) = \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}} \tag{3.27}$$

当第一介质为自由空间,第二介质相对介质系数为 ε_r,公式(3.27)表示成:

$$\sin(\theta_B) = \frac{\sqrt{\varepsilon_r - 1}}{\sqrt{\varepsilon_r^2 + 1}} \tag{3.28}$$

注意 Brewster 角只在垂直极化时出现。

例 3.5

地面介质系数 $\varepsilon_r = 4$ 时,计算 Brewster 角。

例 3.5 解

在公式(3.28)中替代 ε_r,即可求得 Brewster 角。

$$\sin(\theta_i) = \frac{\sqrt{(4)-1}}{\sqrt{(4)^2-1}} = \sqrt{\frac{3}{15}} = \sqrt{\frac{1}{5}}$$

$$\theta_i = \sin^{-1}\sqrt{\frac{1}{5}} = 26.56°$$

即 $\varepsilon_r = 4$ 时,Brewster 角为 26.56°

3.5.3 理想导体的反射

因为电磁波不能穿过理想导体,平面波入射到理想导体时,其全部能量被反射回来。为遵守麦克斯韦尔公式,导体表面电场任何时候都必须为 0,反射波必须等于入射波。对于电场极化方向处于入射波平面的情况,边界条件要求[Ram65]:

$$\theta_i \approx \theta_r \tag{3.29}$$

和

$$E_i = E_r \quad \text{(电场在入射波平面)} \tag{3.30}$$

同样,电场为垂直极化的情况,边界条件要求:

$$\theta_i \approx \theta_r \tag{3.31}$$

和

$$E_i = -E_r \quad \text{（电场不在入射波平面）} \tag{3.32}$$

参考公式(3.29)到(3.32)，我们得到对于理想导体不论入射角为多少，$\Gamma_{\parallel} = 1$ 和 $\Gamma_{\perp} = -1$，椭圆极化波可使用叠加方法进行分析，见图 3.5 和公式(3.26)。

3.6 地面反射(双线)模型

在移动无线信道中，基站和移动台之间的单一直接路径很少是传播的唯--物理方式，因此单独使用公式(3.5)的自由空间传播模型，在多数情况下是不准确的。图 3.7 所示的双线地面反射模型是基于几何光学的非常有用的传播模型，不仅考虑了直接路径，而且考虑了发射机和接收机之间的地面反射路径。该模型在预测几千米范围(使用天线塔超过 50m)大尺度信号强度时是非常准确的，同时对城区视距内的微蜂窝环境也是非常准确的[Feu94]。

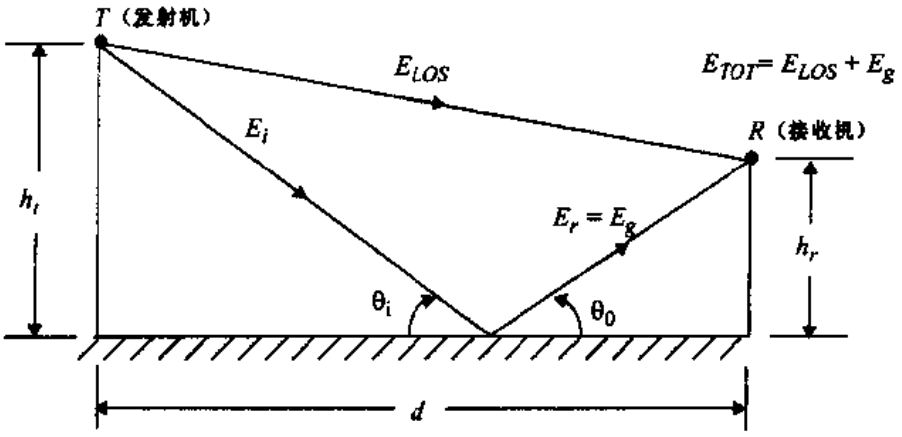


图 3.7 双线地面反射模型

在大多数移动通信系统中，最大的 T-R 距离最多为几千米，这样地球可假设为平面。总的接收电场 E_{TOT} 为直接视距成分 E_{LOS} 和地面反射成分 E_g 的合成结果。

参考图 3.7，h_t 为发射机高度，h_r 为接收机高度。如果 E_0 为距发射机 d_0 处电场(V/m)，则对于 $d > d_0$，自由空间传播的电场为：

$$E(d,t) = \frac{E_0 d_0}{d}\cos\left(\omega_c\left(t - \frac{d}{c}\right)\right) \qquad (d > d_0) \tag{3.33}$$

其中，$|E(d,t)| = E_0 d_0 / d$ 表示距发射机 d 米处场强包络。

两个波传播到达接收机：直射波经过距离 d'，反射波经过距离 d''；接收机收到的视距成分的场强为：

$$E_{LOS}(d',t) = \frac{E_0 d_0}{d'}\cos\left(\omega_c\left(t - \frac{d'}{c}\right)\right) \tag{3.34}$$

d″处地面反射的电场为：

$$E_g(d'',t) = \Gamma\frac{E_0 d_0}{d''}\cos\left(\omega_c\left(t - \frac{d''}{c}\right)\right) \tag{3.35}$$

按照 3.5.1 节中给出的电介质反射原理：

$$\theta_i = \theta_0 \tag{3.36}$$

和

$$E_g = \Gamma E_i \tag{3.37a}$$

$$E_t = (1 + \Gamma) E_i \tag{3.37b}$$

其中，Γ 为地面反射系数。当 θ_i 很小时，反射波振幅相同，相位相反，见例 3.4。假定地面全反射(即 $\Gamma = -1$ 且 $E_t = 0$)，综合电场为 E_{LOS} 和 E_g 的矢量和，总的电场包络为：

$$|E_{TOT}| = |E_{LOS} + E_g| \tag{3.38}$$

电场 E_{TOT} 表示为公式(3.34)和(3.35)的和，即：

$$E_{TOT}(d,t) = \frac{E_0 d_0}{d'}\cos\left(\omega_c\left(t - \frac{d'}{c}\right)\right) + (-1)\frac{E_0 d_0}{d''}\cos\left(\omega_c\left(t - \frac{d''}{c}\right)\right) \tag{3.39}$$

使用图 3.8 的映象方法，视距和地面反射的路径差 Δ 为：

$$\Delta = d'' - d' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \tag{3.40}$$

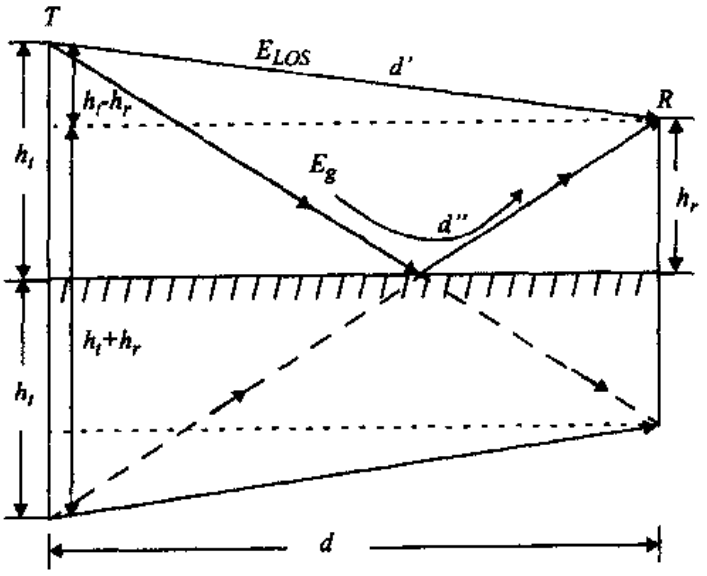


图 3.8　找出视距和地面反射的路径差的映象方法

当 T-R 距离 d 远远大于 $h_t + h_f$ 时，公式(3.40)可使用泰勒级数进行近似化简：

$$\Delta = d'' - d' \approx \frac{2h_t h_r}{d} \tag{3.41}$$

一旦知道了路径差，两电场成分相位差和到达的时延 τ_d 便可通过下列关系求得：

$$\theta_\Delta = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{\Delta\omega_c}{c} \tag{3.42}$$

和

$$\tau_d \approx \frac{\Delta}{c} = \frac{\theta_\Delta}{2\pi f_c} \tag{3.43}$$

注意当 d 变大时，d' 和 d'' 之差变小，E_{LOS} 和 E_g 振幅基本相同，仅是相位不同，即：

$$\left|\frac{E_0 d_0}{d}\right| \approx \left|\frac{E_0 d_0}{d'}\right| \approx \left|\frac{E_0 d_0}{d''}\right| \tag{3.44}$$

如果电场同时收到，即当 $t = d''/c$ 时，公式(3.39)变为：

$$\begin{aligned} E_{TOT}\left(d, t = \frac{d''}{c}\right) &= \frac{E_0 d_0}{d'}\cos\left(\omega_c\left(\frac{d'' - d'}{c}\right)\right) - \frac{E_0 d_0}{d''}\cos 0^\circ \\ &= \frac{E_0 d_0}{d'}\cos\theta_\Delta - \frac{E_0 d_0}{d''} \\ &\approx \frac{E_0 d_0}{d}[\cos\theta_\Delta - 1] \end{aligned} \tag{3.45}$$

其中，d 为接收机和发射机天线之间的平地距离。参考图 3.9 的相位图，显示直射和地面反射波的合成，距发射机 d 处电场为：

$$|E_{TOT}(d)| = \sqrt{\left(\frac{E_0 d_0}{d}\right)^2 (\cos\theta_\Delta - 1)^2 + \left(\frac{E_0 d_0}{d}\right)^2 \sin^2\theta_\Delta} \tag{3.46}$$

或

$$|E_{TOT}(d)| = \frac{E_0 d_0}{d}\sqrt{2 - 2\cos\theta_\Delta} \tag{3.47}$$

使用三角变换，公式(3.47)表示为：

$$|E_{TOT}(d)| = 2\frac{E_0 d_0}{d}\sin\left(\frac{\theta_\Delta}{2}\right) \tag{3.48}$$

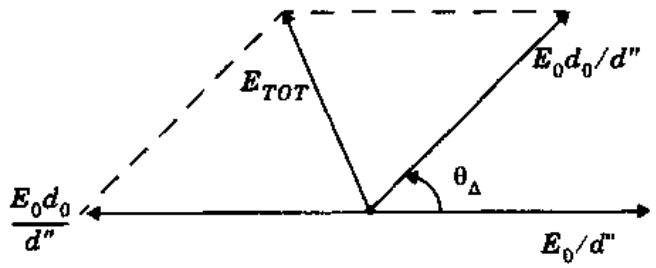


图 3.9　视距波和地面反射波，及根据公式(3.45)合成的总电场的相位图

当 $\sin(\theta_\Delta/2) \approx \theta_\Delta/2$ 时，可简化公式(3.48)。此时 $\theta_\Delta/2$ 小于 0.3 弧度，使用公式(3.41)和(3.42)得到：

$$\frac{\theta_\Delta}{2} \approx \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} < 0.3 \text{ rad} \tag{3.49}$$

即

$$d > \frac{20\pi h_t h_r}{3\lambda} \approx \frac{20 h_t h_r}{\lambda} \tag{3.50}$$

这样只要 d 满足(3.50),接收电场近似为:

$$E_{TOT}(d) \approx \frac{2E_0 d_0}{d} \cdot \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \approx \frac{k}{d^2} \text{ V/m} \tag{3.51}$$

其中,k 为与 E_0、天线高度和波长相关的常数。由公式(3.15)知,d 处接收功率正比于电场的平方。结合公式(3.2)、(3.15)和(3.51),d 处接收功率表示为:

$$P_r = P_t G_t G_r \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \tag{3.52}$$

由公式(3.52)可见,当距离很大时,接收功率随距离成 4 次方衰减(40dB/10 倍程),比自由空间中损耗要快得多。注意,此时对较大的 d 值,接收功率和路径损耗与频率无关。双线模型的路径损耗(单位为 dB)表示为:

$$PL(\text{dB}) = 40\log d - (10\log G_t + 10\log G_r + 20\log h_t + 20\log h_r) \tag{3.53}$$

小距离时使用公式(3.39)计算总电场,对于 $\theta_\Delta = \pi$,则 $d = (4h_t h_r)/\lambda$ 为发射机和接收机间的第一费涅尔区距离(见 3.7.1 节)。第一费涅尔区距离对于微蜂窝路径损耗模型是非常有用的参数。

例 3.6

移动台距基站 5km,使用垂直 $\lambda/4$ 单极天线,增益为 2.55dB,距发射机 1km 处场强为 10^{-3} V/m,载频为 900MHz。

(a)求解接收天线的长度和增益。

(b)使用双线地面反射模型求解接收功率,假定发射天线距地面高度为 50m,接收天线距地面高度为 1.5m。

例 3.6 解

已知:

T-R 距离 = 5km

1km 处场强 = 10^{-3} V/m

工作频率,f = 900MHz

(a) $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{900 \times 10^6} = 0.333\text{m}$

天线长度,$L = \lambda/4 = 0.333/4 = 0.0833\text{m} = 8.33\text{cm}$

使用公式(3.2)得到 $\lambda/4$ 单极天线增益

天线增益 = 1.8 = 2.55dB

(b)由于 $d >> \sqrt{h_t h_r}$,场强为:

$$E_k(d) \approx \frac{2E_0 d_0}{d} \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \approx \frac{k}{d^2} \text{ V/m}$$

$$= \frac{2\times 10^{-3}\times 1\times 10^{3}}{5\times 10^{3}} \left[\frac{2\pi(50)(1.5)}{0.333(5\times 10^{3})}\right]$$

$$= 113.1\times 10^{-6} \text{ V/m}$$

使用公式(3.15)得到距离 d 处接收功率：

$$P_r(d) = \frac{(113.1\times 10^{-6})^2}{377} \left[\frac{1.8(0.333)^2}{4\pi}\right]$$

$$P_r(d = 5\text{km}) = 5.4\times 10^{-13}\text{W} = -122.68\text{dBW 或 } -92.68 \text{ dBm}$$

3.7 绕射

绕射使得无线电信号绕地球曲线表面传播，能够传播到阻挡物后面。尽管接收机移动到阻挡物的阴影区时，接收场强衰减非常迅速，但绕射场依然存在并常常具有足够的强度。

绕射现象可由 Huygen 原理解释，它说明波前上的所有点可作为产生次级波的点源，这些次级波组合起来形成传播方向上新的波前。绕射由次级波的传播进入阴影区而形成。阴影区绕射波场强为围绕阻挡物所有次级波的矢量和。

3.7.1 费涅尔区几何特征

发射机和接收机之间的情况见图 3.10(a)。具有无限宽度，有效高度为 h 的阻挡屏放在距发射机 d_1 处，距接收机 d_2 处。很明显，波从发射机经阻挡屏的顶端到接收机传播的距离比直接视距传播距离(若存在的话)要长。假设 $h \ll d_1$、d_2，并且 $h \gg \lambda$，则直射和绕射路径差，称为附加路径长度，可由图 3.10(b)获得，即：

$$\Delta \approx \frac{h^2}{2} \frac{(d_1 + d_2)}{d_1 d_2} \tag{3.54}$$

相应的相位差为：

$$\varphi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} \approx \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h^2}{2} \frac{(d_1 + d_2)}{d_1 d_2} \tag{3.55}$$

当角度 x 很小时，将 $\tan x$ 近似为 x，则由图 3.10(c)知，$\alpha = \beta + \gamma$ 并且：

$$\alpha \approx h\left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}\right)$$

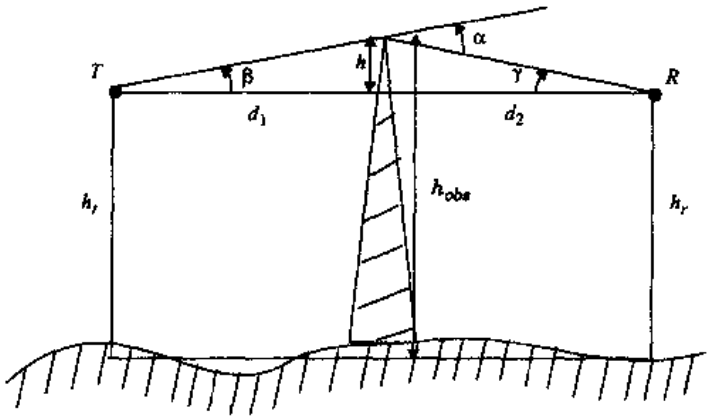
(公式(3.54)和(3.55)的证明留给读者)。

公式(3.55)经常使用 Fresnel-Kirchoff 绕射参数 υ 进行归一化，υ 为：

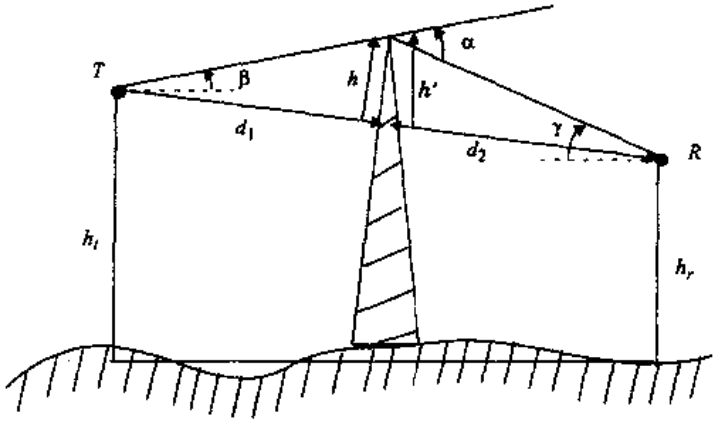
$$v = h\sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = \alpha\sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda(d_1 + d_2)}} \tag{3.56}$$

其中，α 为弧度单位，表示在图 3.10(b)和图 3.10(c)中。由公式(3.56)知，φ 表示成：

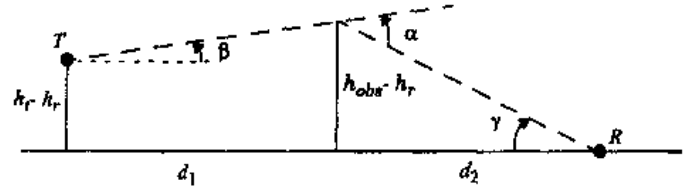
$$\varphi = \frac{\pi}{2}v^2 \tag{3.57}$$



(a) 刃形绕射几何特性。点 T 表示发射机，点 R 表示接收机，并且无限宽刃形阻挡了视距路径



(b) 发射机与接收机不在同一高度时的刃形绕射几何特性。注意如果 α 和 β 很小，并且 $h \ll d_1$，则 h 和 h' 近似相同，可重画成图 3.10(c)



(c) 减去最小高度(本例中为 h_r)的等效刃形图

图 3.10　刃形几何特性图

由上述公式可见，直接视距路径和绕射路径的相位差，为阻挡物高度和位置的函数，也是发射机和接收机位置的函数。

在实际绕射问题中，所有高度减去一个常数的做法是非常有用的，这样可以在不改变角度的情况下，化简几何特性。该方法见图 3.10(c)。

作为路径差函数的绕射损耗可用费涅尔区解释。费涅尔区表示从发射机到接收机次级波路径长度比总的视距路径长度大 $n\lambda/2$ 的连续区域。图 3.11 是一个位于发射机和接收机之间的透明平面，其上的同心圆表示从相邻圆发出的次级波到达接收机的路径为 $\lambda/2$。这些圆环叫做费涅尔区。从连续的费涅尔区传播出去的次级波对总的接收信号的作用是依次增加或减少总合成信号。第 n 个费涅尔区同心的半径 r_n 可用 n、λ、d_1 和 d_2 表示为：

$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \tag{3.58}$$

对 $d_1, d_2 \gg r_n$ 这个近似是正确的。

通过每一圆的射线附加路径长度为 $n\lambda/2$，其中 n 为整数。这样通过对应图 3.11 $n=1$ 最小圆，附加路径长度为 $\lambda/2$。对应 $n=2$、3 等圆，附加路径长度为 λ，$3\lambda/2$ 等。同心圆的半径依赖于平板的位置。如果平板在发射机和接收机中间，费涅尔区有最大的半径，当平板移向发射机或接收机时，费涅尔区半径减小。这说明遮掩效应不仅对频率敏感，而且对阻挡物的位置敏感。

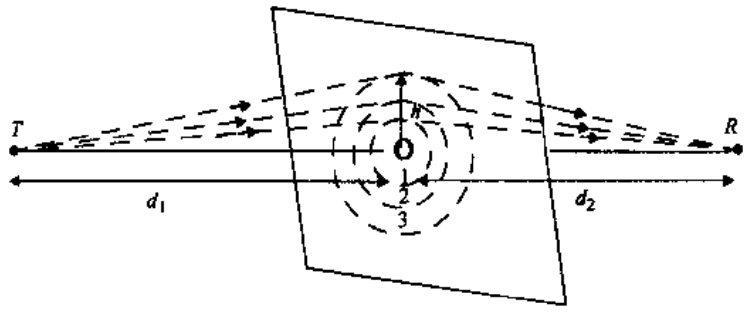


图 3.11　同心圆定义了连续费涅尔区的边界

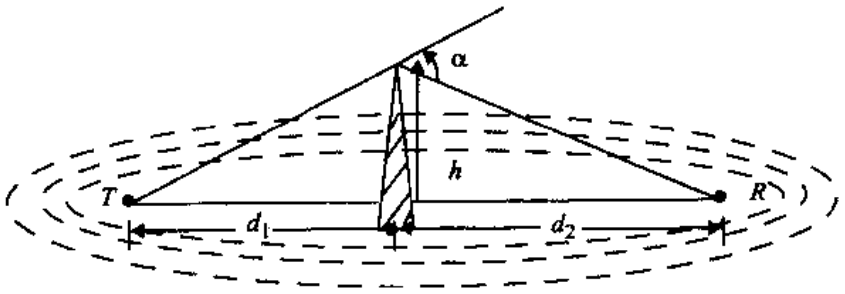
在移动通信系统中，对次级波的阻挡产生了绕射损耗，即仅有一部分能量能绕过阻挡体。即一些费涅尔区发出的次级波被阻挡，根据阻挡体的几何特征，接收能量为非阻挡费涅尔区所贡献能量的矢量和。

参见图 3.12，障碍物阻挡传输路径，在发射机和接收机之间的附加路径延迟为半波长的整数倍的所有点构成一族椭球。椭球代表费涅尔区。注意费涅尔区是以发射机和接收机为焦点的椭球。图 3.12 显示了不同刃形绕射情况。一般来说当阻挡体不阻挡第一费涅尔区，则绕射损失最小，绕射影响可忽略不计。事实上，根据经验用于视距微波链路设计只要 55% 的第一费涅尔区保持无阻挡，其他费涅尔区的情况基本不影响绕射损耗。

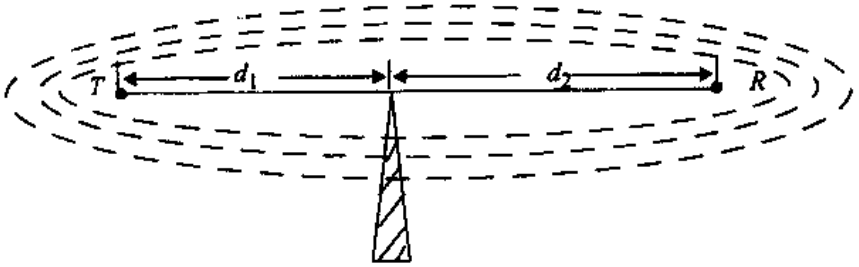
3.7.2　刃形绕射模型

在已知服务区内，估计由电波经过山或建筑物绕射引起的信号衰减是预测场强的关键。一般来说，精确估计绕射损耗是不可能的，实际预测为理论近似加上必要的经验修正。尽管计算复杂、不规则地形的绕射损耗是数学上的难题，但很多简单情况的绕射损耗模型已被解决。而作为起点，这些刃形绕射传播的有限例子较好地给出了绕射损耗的数量级。

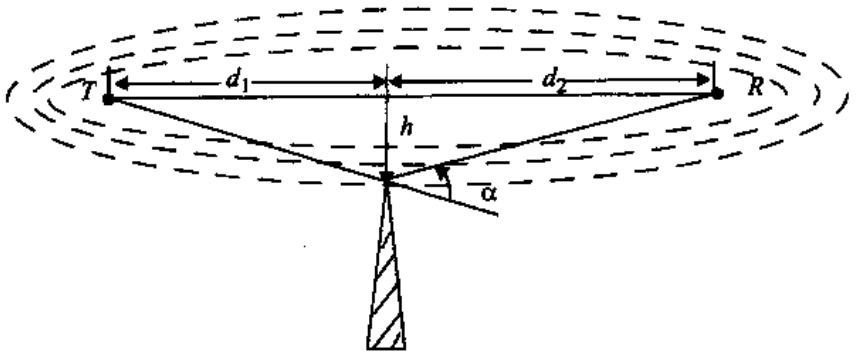
当遮掩由单个物体，如山或山脉引起，通过把阻挡体看作绕射刃形边缘来估计绕射损耗。这种情况下的绕射损耗可用针对刃形后面（称为半平面）场强的经典费涅尔方法来估计。图 3.13 说明了这种方法。



(a)α 和 v 是正值，而 h 也是正值



(b)α 和 v 等于 0，h 等于 0



(c)α 和 v 是负值，h 也是负值

图 3.12　费涅尔区对不同刃形绕射情况的影响

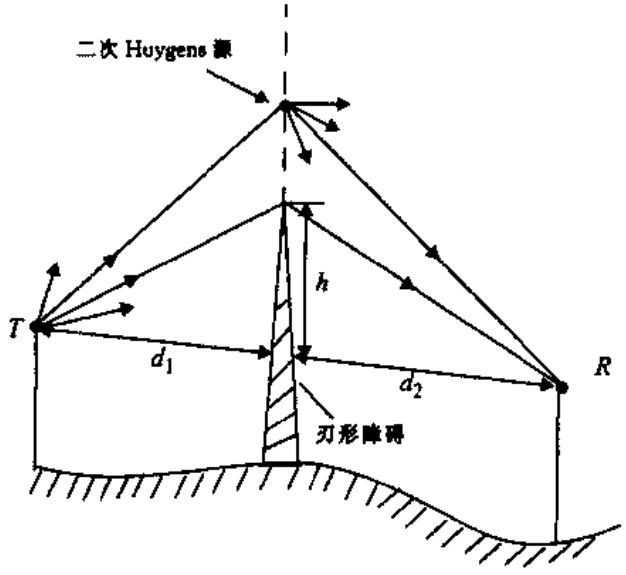


图 3.13　刃形绕射几何图。接收点 R 位于阴影区

考虑 R 为接收机，并位于阴影区(也叫绕射区)。图 3.13 中 R 点场强为刃形上所有二次 Huygens源的场强矢量和。刃形绕射波场强 E_d 为：

$$\frac{E_d}{E_0} = F(v) = \frac{(1+j)}{2}\int_v^{\infty} \exp(-j\pi t^2/2)\,dt \tag{3.59}$$

其中，E_0 为没有地面和刃形的自由空间场强，$F(v)$为费涅尔数。费涅尔数 $F(v)$，是由公式(3.56)定义的Fresnel-Kirchoff 绕射参数 v 的函数，对给定的地形地貌值，经常使用图表进行计算。对比于自由空间，由刃形引起的绕射增益为：

$$G_d(\mathrm{dB}) = 20\log|F(v)| \tag{3.60}$$

实际上，图表或数值解依赖于计算绕射增益。$G_d(\mathrm{dB})$的图表表示为 v 的函数，由图 3.14 给出。公式(3.60)的近似解由 Lee[Lee85]给出：

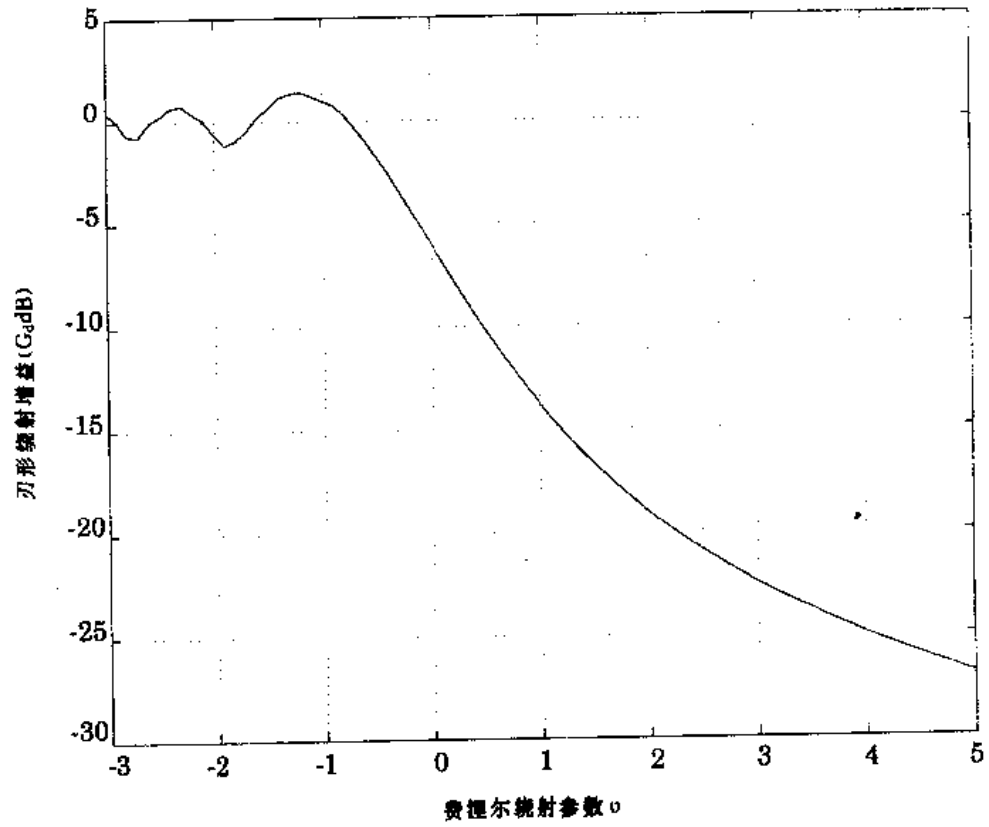


图 3.14　作为费涅尔绕射参数 v 函数的刃形绕射增益

$$G_d(\mathrm{dB}) = 0 \qquad v \le -1 \tag{3.61a}$$

$$G_d(\mathrm{dB}) = 20\log(0.5 - 0.6v) \qquad -1 \le v \le 0 \tag{3.61b}$$

$$G_d(\mathrm{dB}) = 20\log(0.5\exp(-0.95v)) \qquad 0 \le v \le 1 \tag{3.61c}$$

$$G_d(\mathrm{dB}) = 20\log\left(0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.38 - 0.1v)^2}\right) \qquad 1 \le v \le 2.4 \tag{3.61d}$$

$$G_d(\mathrm{dB}) = 20\log\left(\frac{0.225}{v}\right) \qquad v > 2.4 \tag{3.61e}$$

例 3.7

计算图 3.12 所示三种情况的绕射损耗。假定 $\lambda = 1/3\text{m}$，$d_1 = 1\text{km}$，$d_2 = 1\text{km}$ 和(a)$h = 25\text{m}$，(b)$h = 0$，(c)$h = -25\text{m}$。公式(3.61a)～(3.61e)得到的近似解与图 3.14 比较。对每一种情况，求解阻挡体顶部所在的费涅尔区。

例 3.7 解

已知：

$\lambda = 1/3\text{m}$

$d_1 = 1\text{km}$

$d_2 = 1\text{km}$

(a) $h = 25\text{m}$

使用公式(3.56)，费涅尔绕射参数为：

$$v = h\sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = 25\sqrt{\frac{2(1000 + 1000)}{(1/3) \times 1000 \times 1000}} = 2.74$$

由图 3.14 可知，绕射损耗为 22dB。

由公式(3.61e)近似数值计算绕射损耗为 21.7dB。

直射与绕射路径差由公式(3.54)给出：

$$\Delta \approx \frac{h^2}{2}\ \frac{(d_1 + d_2)}{d_1 d_2} = \frac{25^2}{2}\ \frac{(1000 + 1000)}{1000 \times 1000} = 0.625\ \text{m}$$

为求解阻挡体顶部所在的费涅尔区，我们需要计算 n 满足关系 $\Delta = n\lambda/2$。对应 $\lambda = 1/3\text{m}$ 和 $\Delta = 0.625\text{m}$，我们得到：

$$n = \frac{2\Delta}{\lambda} = \frac{2 \times 0.625}{0.3333} = 3.75$$

因此阻挡体完全阻挡了前三个费涅尔区。

(b) $h = 0$

费涅尔绕射参数为 $v = 0$。

由图 3.14 知，绕射损耗为 6dB。

由公式(3.61b)近似数值计算绕射损耗为 6dB。

这种情况，由于 $h = 0$，我们有 $\Delta = 0$，阻挡体顶部位于第一费涅尔区的中间。

(c) $h = -25$

由公式(3.56)，费涅尔绕射参数为 -2.74。

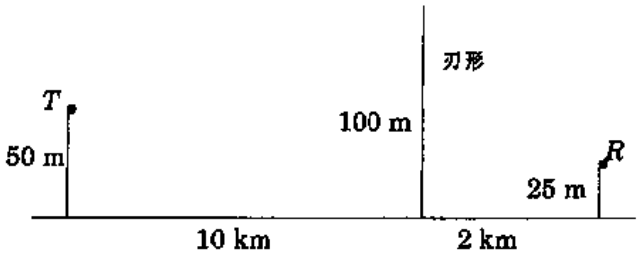
由图 3.14 知，绕射损耗为 1dB。

由公式(3.61a)近似数值计算绕射损耗为 0dB。

由于绝对高度为 h，同(a)部分，附加路径长度 Δ 及 n 也相同。注意尽管阻挡体阻挡了前三个费涅尔区，但由于阻挡体低于视距高度(h 为负值)，绕射损耗可忽略不计。

例 3.8

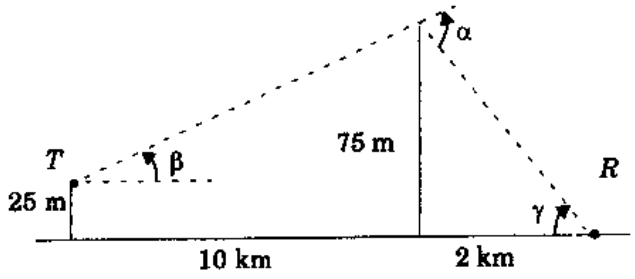
给定下面的几何图示，求解(a)刃形绕射损耗；(b)引起 6dB 绕射损耗的阻挡体高度。假定 $f = 900\,\mathrm{MHz}$。



例 3.8 解

(a)波长 $\lambda = \dfrac{c}{f} = \dfrac{3 \times 10^8}{900 \times 10^6} = \dfrac{1}{3}\,\mathrm{m}$

减去最小结构体的高度，重画几何图为：



$$\beta = \tan^{-1}\left(\frac{75-25}{10000}\right) = 0.2865^\circ$$

$$\gamma = \tan^{-1}\left(\frac{75}{2000}\right) = 2.15^\circ$$

和

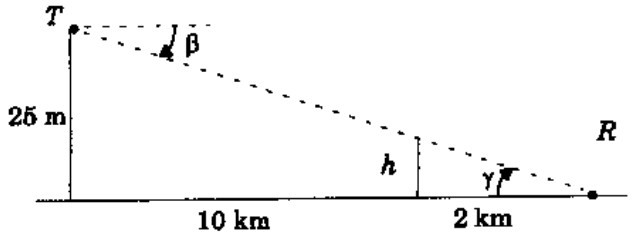
$$\alpha = \beta + \gamma = 2.434^\circ = 0.0424\ \mathrm{rad}$$

使用公式(3.56)得出：

$$v = 0.0424\sqrt{\frac{2 \times 10000 \times 2000}{(1/3) \times (10000 + 2000)}} = 4.24$$

由图 3.14 或公式(3.61e)可知，绕射损耗为 25.5dB。

(b)对应 6dB 的绕射损耗，$v = 0$。使用如下图的近似三角关系($\beta = -\gamma$)，可求得阻挡高度。



由于$\frac{h}{2000}=\frac{25}{12000}$，这样 $h=-4.16\text{m}$

3.7.3 多重刃形绕射

在很多情况下，特别是山区，传播路径上不只一个阻挡体，这样所有阻挡体引起的绕射损失都必须计算。布灵顿(Bullington)[Bul47]提出用一个等效阻挡体代替一系列阻挡体，就可以使用单刃形绕射模型计算路径损耗，见图 3.15。这种方法极大地简化了计算并给出了比较好的接收信号强度的估计。Millington 等[Mil62]给出了连续双峰后电磁波的理论解法。这种解法非常有用，可用于预测由双峰引起的绕射损耗。但是，当用于障碍物多于双峰的情况时，则成为棘手的数学问题。数学上许多简化的模型已用来估计多阻挡体的绕射损耗[Eps53]、[Dey66]。

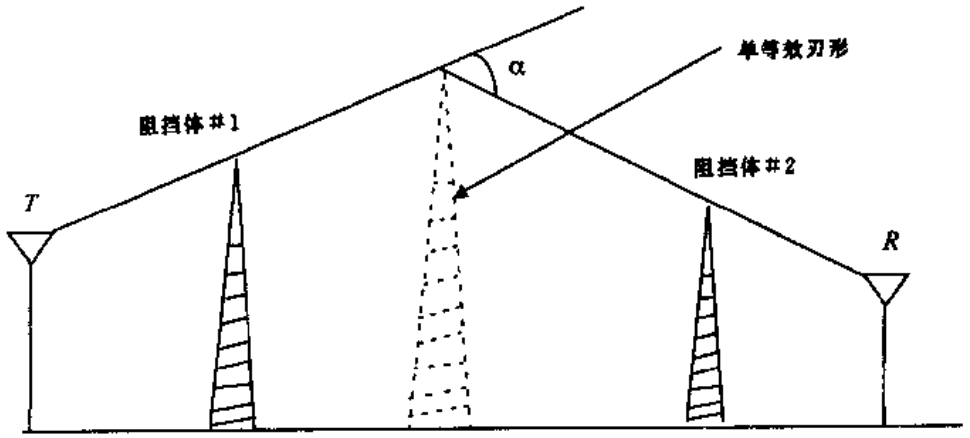


图 3.15 等效于单个刃形的布灵顿(Bullington)结构(取自[Bul47]© IEEE)

3.8 散射

实际移动无线环境中，接收信号比单独绕射和反射模型预测的要强。这是因为当电波遇到粗糙表面时，反射能量由于散射而散布于所有方向。像灯柱和树这样的物体在所有的方向上散射能量，这就给接收机提供了额外的能量。

远大于波长的平滑表面可建模成反射面。然而如本章前面所述，表面的粗糙程度经常产生不同的传播效果。使用瑞利(Rayleigh)原则测试表面粗糙程度，其中定义了给定入射角 θ_i 的表面平整度的参考高度 h_c 为：

$$h_c=\frac{\lambda}{8\sin\theta_i} \tag{3.62}$$

如果平面上最大的突起高度 h 小于 h_c，则认为表面为光滑的，反之则为粗糙的。对于粗糙表面，反射系数需乘以一个散射损耗系数 ρ_s，以代表减弱的反射场。Ament [Ame53]提出表面高度 h 为具有局部平均值的高斯(Gaussian)分布的随机变量，ρ_s 为：

$$\rho_s = \exp\left[-8\left(\frac{\pi\sigma_h \sin\theta_i}{\lambda}\right)^2\right] \tag{3.63}$$

其中，σ_h 为表面高度的标准偏差。由 Ament 提出的散射因子由 Boithias 建模，并与测量结果相吻合。

$$\rho_s = \exp\left[-8\left(\frac{\pi\sigma_h \sin\theta_i}{\lambda}\right)^2\right] I_0\left[8\left(\frac{\pi\sigma_h \sin\theta_i}{\lambda}\right)^2\right] \tag{3.64}$$

其中，I_0 为第一类和零阶贝塞尔(Bessel)函数。

当 $h > h_c$ 时的反射场强，可利用粗糙表面的修正反射系数求解。

$$\Gamma_{rough} = \rho_s \Gamma \tag{3.65}$$

图 3.16 为 Landron 等 [Lan96]给出的经验结果。对于粗糙大理石构成的大面积外围墙，公式(3.64)、(3.65)的修正反射系数与实测的反射系数相吻合。

3.8.1 雷达有效截面模型

当较大的，远距离的物体引起散射时，该物体的位置对准确预测散射信号强度是非常有用的。散射体的雷达有效截面(RCS)定义为在接收机方向上散射信号的功率密度与入射波功率密度的比值。可用绕射几何理论和物理光学分析散射场强。

对城区移动无线系统，基于双静态雷达公式的模型可用于计算远地散射的接收场强。双静态雷达公式模型描述了波在自由空间中遇到较远散射物体时的传播情况，在接收方向上的再反射为：

$$P_R(\text{dBm}) = P_T(\text{dBm}) + G_T(\text{dBi}) + 20\log(\lambda) + RCS[\text{dB m}^2] \tag{3.66}$$

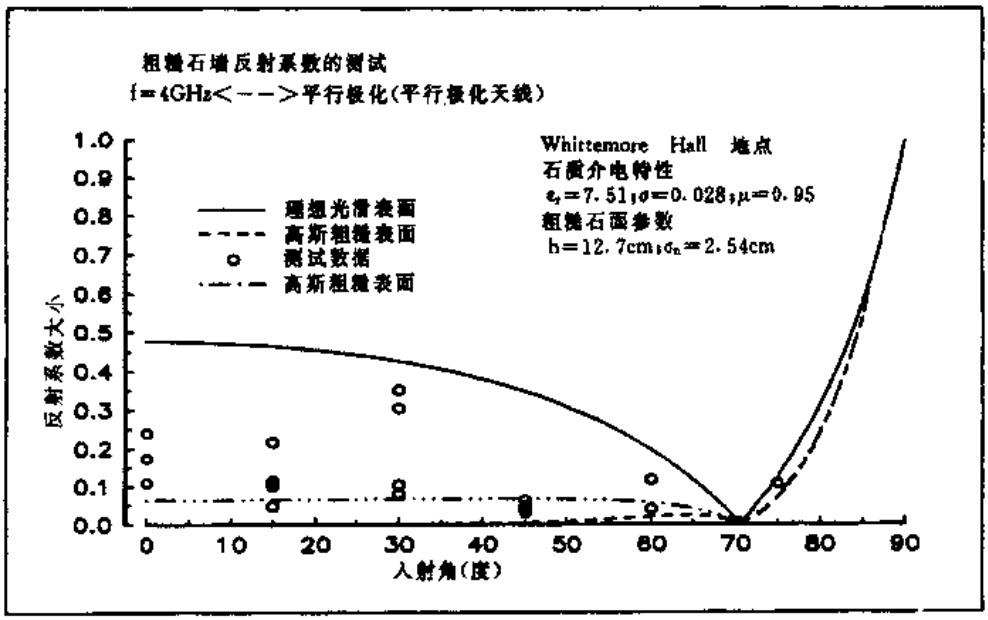
$$- 30\log(4\pi) - 20\log d_T - 20\log d_R$$

其中，d_T 和 d_R 为散射物体分别到发射机和接收机的距离。在公式(3.66)中，散射物体假设在发射机和接收机的远场处。变量 RCS 单位为 $\text{dB}\cdot\text{m}^2$，可由散射体表面面积近似得到[Sei91]。公式(3.66)可应用于发射机和接收机的远地散射(见[Van87]、[Zog91]、[Sei91])，它对预测大物体(如建筑物)散射接收功率是非常有用的。

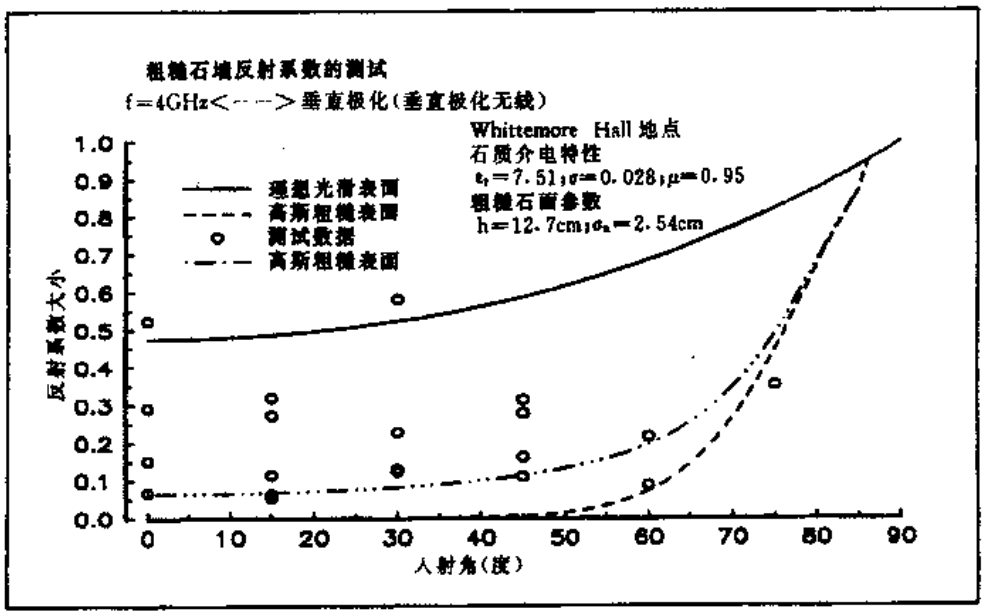
对几个欧洲城市进行了测试[Sei91]，从测得的功率得到几个建筑物的 RCS 值。位于 5～10km 处的中等和大建筑物的 RCS 值在 $14.1\text{dB}\cdot\text{m}^2$ 到 $55.7\ \text{dB}\cdot\text{m}^2$ 的范围内。

3.9 运用路径损耗模型进行实际链路预算设计

大多数传播模型是通过分析和实验相结合而获得的。实验方法依赖于测试数据的曲线或解析式拟合。它的优点在于通过场强测试考虑了所有的传播因素，包括已知的和未知的。然而在一定频率和环境下获得的模型，在其他条件应用时是否正确，只能建立在新的测试数据的基础上。随着时间的迁移，出现了一些经典的用于预测大尺度覆盖的传播模型。通过使用路径损耗模型预测接收信号电平，使预测 SNR 成为可能。使用附录 B 的噪声分析技术，可以确定噪声水平。例如，3.6 节中描述的双线模型，在系统工作前，用于估计扩频蜂窝系统的容量。



(a)入射平面电场(平行极化)



(b)入射平面电场(垂直极化)

图 3.16 粗糙石墙的反射系数测试。图中,测试入射角对应正态分布,与图 3.6 一致[Lan96]

现介绍实际的路径损耗估计技术。

3.9.1 对数距离路径损耗模型

基于理论和测试的传播模型指出,无论室内或室外信道,平均接收信号功率随距离的对数衰减。这种模型已被广泛地使用。对任意 T-R 距离,平均大尺度路径损耗表示为:

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \tag{3.67}$$

或

$$\overline{PL}(\text{dB}) = \overline{PL}(d_0) + 10n\log\left(\frac{d}{d_0}\right) \tag{3.68}$$

其中，n 为路径损耗指数，表明路径损耗随距离增长的速率；d_0 为近地参考距离，由测试决定；d 为 T-R 距离。公式(3.67)和(3.68)中的横杠表示给定值 d 的所有可能路径损耗的综合平均。坐标为对数-对数时，路径损耗可表示为斜率为 $10n$dB/10 倍程的直线。n 值依赖于特定的传播环境。例如，在自由空间，n 为 2，当有阻挡物时，n 变大。

选择自由空间参考距离是非常重要的。在宏蜂窝系统中，经常使用 1km 的参考距离[Lee85]，而在微蜂窝中使用较小的距离(如 100m 或 1m)。参考距离应永远在天线的远场处。以避免远近效应对参考路径损耗的影响。由公式(3.5)给出的自由空间路径损耗公式或通过测试给出参考路径损耗。表 3.2 列出不同无线环境下，路径损耗指数。

表 3.2　不同环境下路径损耗指数

环　境	路径损耗指数，n
自由空间	2
市区蜂窝	2.6～3.5
市区蜂窝阴影	3～5
建筑物内视距传播	1.6～1.8
被建筑物阻挡	4～6
被工厂阻挡	2～3

3.9.2　对数正态阴影

公式(3.68)模型未考虑在相同 T-R 距离情况下，不同位置的周围环境差别非常大，这就导致测试信号与式(3.68)预测的平均结果有很大差异。测试表明，对任意的 d 值，特定位置的路径损耗 $PL(d)$为随机正态对数分布[Cox84]、[Ber87]即：

$$PL(d)[\text{dB}] = \overline{PL}(d) + X_\sigma = \overline{PL}(d_0) + 10n\log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \tag{3.69a}$$

和

$$P_r(d)[\text{dBm}] = P_t[\text{dBm}] - PL(d)[\text{dB}] \quad \text{(天线增益包含在 } PL(d) \text{ 中)} \tag{3.69b}$$

其中，X_σ 为 0 均值的高斯分布随机变量，单位为 dB，标准偏差为 σ，单位也是 dB。

对数正态分布描述了在传播路径上，具有相同 T-R 距离时，不同的随机阴影效应。这种现象叫对数正态阴影。对数正态阴影意味着在特定 T-R 距离的测试信号电平是式(3.68)的平均值的高斯(正态)分布，其中测试信号单位为 dB，高斯分布标准偏差的单位也是 dB。这样，利用高斯分布可以方便地分析阴影的随机效应(见附录 D)。

近地参考距离 d_0、路径损耗指数 n 和标准偏差 σ，统计地描述了具有特定 T-R 距离的特定位置的路径损耗模型。该模型可用于无线系统设计和分析过程中，对任意位置接收功率进行计算机仿真。

实际上，n 和 σ 值是根据测试数据，使用线性递归使测量值和估计值的最小均方差最小的计算方法得到的。式(3.69a)中的值 $PL(d_0)$或基于测试或基于估算。下面是一个如何从测试数据中确定路径损耗指数的例子。图 3.17 说明几个蜂窝系统实际的测试数据，以及阴影导致的路径损耗与其平均值的随机差值。

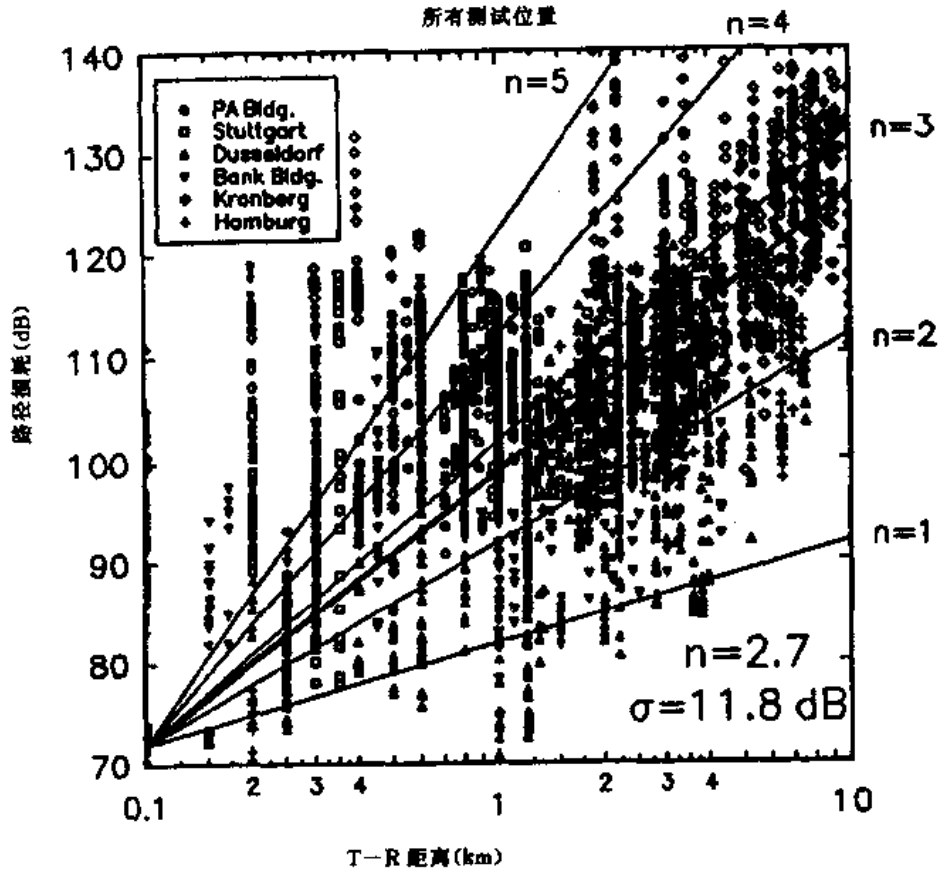


图 3.17　德国许多城市测试数据和相应的 MMSE 路径损耗模型分布图

由于 $PL(d)$为正态分布的随机变量，即写为 $P_r(d)$，Q 函数或误差函数用来确定接收场强超过特定值的概率。Q 函数为：

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_z^{\infty}\exp\left(-\frac{x^2}{\alpha}\right)dx = \frac{1}{2}\left[1 - erf\left(\frac{z}{\sqrt{\alpha}}\right)\right] \tag{3.70a}$$

其中

$$Q(z) = 1 - Q(-z) \tag{3.70b}$$

接收信号电平超过某一特定值 γ 的概率，可由累积密度函数计算：

$$Pr[P_r(d) > \gamma] = Q\left(\frac{\gamma - \overline{P_r(d)}}{\sigma}\right) \tag{3.71}$$

同样，接收信号电平低于某一特定值 γ 的概率为：

$$Pr[P_r(d) < \gamma] = Q\left(\frac{\overline{P_r(d)} - \gamma}{\sigma}\right) \tag{3.72}$$

附录 D 提供计算 Q 和误差函数的表。

3.9.3 确定覆盖面积百分率

由于随机阴影效应，覆盖区内一些位置的接收电平低于设定的阈值。计算边界内覆盖面积的百分率是非常有意义的。对于一个半径为 R 的覆盖区，假设接收信号阈值为 γ，我们想要计算有效服务区域的百分比 $U(\gamma)$(即接收信号等于或高于 γ 的区域百分比)。让 $d=\gamma$ 表示发射机的半径，如果 $Pr[P_r(\gamma)>\gamma]$ 为在范围 dA 内，随机接收信号在 d 处超过阈值 γ 的概率，则 $U(\gamma)$ 为[Jak74]：

$$U(\gamma) = \frac{1}{\pi R^2}\int Pr[P_r(r) > \gamma]dA = \frac{1}{\pi R^2}\int_0^{2\pi}\int_0^R Pr[P_r(r) > \gamma]r\,dr d\theta \tag{3.73}$$

使用式(3.71)，$Pr[P_r(r)>r]$为：

$$\begin{aligned} Pr[P_r(r) > \gamma] &= Q\left(\frac{\gamma - \overline{P_r(r)}}{\sigma}\right) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}erf\left(\frac{\gamma - \overline{P_r(r)}}{\sigma\sqrt{2}}\right) \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2}erf\left(\frac{\gamma - [P_t - (\overline{PL}(d_0) + 10n\log(r/d_0))]}{\sigma\sqrt{2}}\right) \end{aligned} \tag{3.74}$$

为了确定小区边界($r=R$)的路径损耗，明显地：

$$\overline{PL}(r) = 10n\log\left(\frac{R}{d_0}\right) + 10n\log\left(\frac{r}{R}\right) + \overline{PL}(d_0) \tag{3.75}$$

公式(3.74)可表示为：

$$\begin{aligned} &Pr[P_r(r) > \gamma] \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2}erf\left(\frac{\gamma - [P_t - (\overline{PL}(d_0) + 10n\log(R/d_0) + 10n\log(r/R))]}{\sigma\sqrt{2}}\right) \end{aligned} \tag{3.76}$$

如果设 $a = (\gamma - P_t + \overline{PL}(d_0) + 10n\log(R/d_0))/\sigma\sqrt{2}$ 和 $b = (10n\log e)/\sigma\sqrt{2}$，则

$$U(\gamma) = \frac{1}{2} - \frac{1}{R^2}\int_0^R r\,erf\left(a + b\ln\frac{r}{R}\right)dr \tag{3.77}$$

在公式(3.77)中替换 $t = a + b\log(r/R)$，则：

$$U(\gamma) = \frac{1}{2}\left(1 - erf(a) + \exp\left(\frac{1-2ab}{b^2}\right)\left[1 - erf\left(\frac{1-ab}{b}\right)\right]\right) \tag{3.78}$$

选择信号电平，即$\overline{P_r}(R) = r$(即 $a=0$)，$U(\gamma)$可表式为：

$$U(\gamma) = \frac{1}{2}\left[1 + \exp\left(\frac{1}{b^2}\right)\left(1 - erf\left(\frac{1}{b}\right)\right)\right] \tag{3.79}$$

对大量的 σ 和 n 用公式(3.78)进行计算，得到图 3.18[Reu74]。例如，$n=4$ 和 $\sigma=8$dB，并且边界内有 75%的覆盖(75%的时间边界信号超过阈值)，则覆盖区为 94%。如果 $n=2$ 和 $\sigma=8$dB，75%的边界覆盖可提供 91%的覆盖区。如果 $n=3$ 和 $\sigma=9$dB，50%的边界覆盖提供 71%的覆盖区。

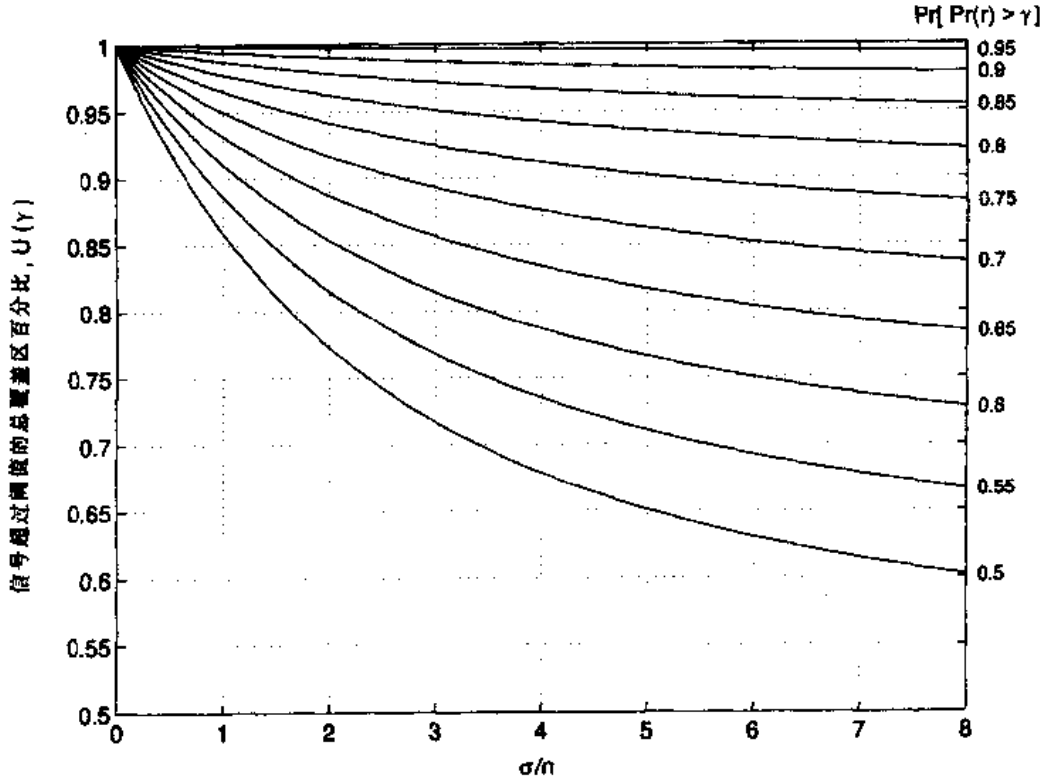


图 3.18 信号超过阈值的覆盖区百分比的一族曲线，$U(\gamma)$为小区边界上信号超过阈值的函数

例 3.9

距发射机 100m、200m、1km 和 3km 处分别得到接收功率测量值。测量值由下表给出。假定这些测量的路径损耗符合公式(3.69a)的模型，则在 $d_0=100$m 处：(a)求对于路径损耗指数 n 的最小平方差估计(MMSE)；(b)计算标准偏差；(c)运用结果模型估计 $d=2$km 处接收功率；(d)预测 2km 处电平大于 -60dBm 的概率；(e)在 2km 半径的小区内，接收信号大于 -60 的覆盖面积百分比，给定(d)中的结果。

距发射机距离	接收功率
100m	0dBm
200m	-20dBm
1000m	-35dBm
3000m	-70dBm

例 3.9 解

使用下列方法求 MMSE 估计。设 p_i 为 d_i 处的接收功率，$\hat{p}_i$ 为使用公式(3.67)的 $(d/d_0)^n$ 路径损耗模型对 p_i 的估计值。测量与估计值方差和为：

$$J(n) = \sum_{i=1}^{k} (p_i - \hat{p}_i)^2$$

使上式的微分为 0(即使均方差极小化)，可求出 n 值。

(a)由公式(3.68)，求出 $\hat{p}_i = p_i(d_0) - 10n\log(d_i/100\text{m})$。同时 $P(d_0) = 0\text{dBm}$，我们求出下面的 $\hat{p}_i$ 估计值，单位为 dBm：

$$\hat{p}_1 = 0, \quad \hat{p}_2 = -3n, \quad \hat{p}_3 = -10n, \quad \hat{p}_4 = -14.77n$$

均方差和为：

$$\begin{aligned} J(n) &= (0-0)^2 + (-20-(-3n))^2 + (-35-(-10n))^2 + (-70-(-14.77n))^2 \\ &= 6525 - 2887.8n + 327.153n^2 \end{aligned}$$

$$\frac{dJ(n)}{dn} = 654.306n - 2887.8$$

置上式为 0，获得 $n = 4.4$。

(b)$n = 4.4$ 时，均方差为 $\sigma^2 = J(n)/4$

$$\begin{aligned} J(n) &= (0+0) + (-20+13.2)^2 + (-35+44)^2 + (-70+64.988)^2 \\ &= 152.36 \end{aligned}$$

$$\sigma^2 = 152.36/4 = 38.09$$

因此，$\sigma = 6.17\text{dB}$。一般需要大量的测量值来减小均方差 σ^2。

(c)$d = 2\text{km}$ 处接收功率的估计值为：

$$\hat{p}(d = 2\text{km}) = 0 - 10(4.4)\log(2000/100) = -57.24\text{dBm}$$

加上零均值和 $\sigma = 6.17$ 的高斯随机变量来仿真 $d = 2\text{km}$ 处的随机阴影效应。

(d)接收信号电平大于 -60dBm 的概率为：

$$Pr[P_r(d) > -60\ \text{dBm}] = Q\left(\frac{\gamma - \overline{P_r(d)}}{\sigma}\right) = Q\left(\frac{-60+57.24}{6.17}\right) = 67.4\%$$

(e)如果边界上 67.4%的使用者收到的信号电平大于 -60dBm，则使用公式(3.78)或图 3.18 确定 92%的小区覆盖接收电平大于 -60dBm。

3.10 室外传播模型

在无线通信系统中，电波传播经常在不规则地区。在估计路径损耗时，要考虑特定地区的地形地貌。地形从简单的曲线形状地形到多山区地形。同时也要考虑树木、建筑物和其他阻

挡物等。大量的传播模型可用来预测不规则地区的路径损耗。所有这些模型目标是预测特定点或特定区域(小区)的信号场强,但在途径、复杂性和精确性等方面差异很大。大部分模型基于服务区测试数据。现在讨论一些最通用的室外传播模型。

3.10.1 Longley-Rice 模型

Longley-Rice 模型[Ric67]、[Lon68]应用于频率范围为 40MHz 到 100 GHz,不同种类的地形中点对点的通信系统。使用地形地貌的路径几何学和对流层的绕射性,预测中值传输损耗。几何光学(主要为双线地面反射模型)用于预测无线电地平线以内的信号场强。通过孤立阻挡体的绕射损耗,使用 Fresnel-Kirchoff 刃形模型进行估计。前向散射理论用于长距离对流散射预测,并使用改进的 Van der Pol-Bremmer 方法预测双地平线路径的远地绕射损耗。Longley-Rice传播预测模型也参考 ITS 不规则地形模型。

按照 Longley-Rice 模型可作成一个计算机程序[Lon78],用以计算通过不规则地形,频率在 20MHz 到 10GHz 之间的大尺度中值传输损耗。对于给定的传输路径,计算机程序以传输频率、路径长度、极性、天线高度、表面绕射、地球的有效半径、地面导电性和气候作为输入。程序运行也依赖于特定路径参数,如天线水平线距离、水平倾斜角、倾斜交叉水平距离、地形不规则性和其他特定输入。

Longley-Rice 模型以两种方式使用,当详细的地形地貌数据可以获取时,能够很容易地确定特定路径参数,这种预测叫做点到点方式预测。另一方面,如果不能获取地形地貌数据,用 Longley-Rice方法来估计特定路径参数,这样的预测叫做区域预测方式。

Longley-Rice 模型已有了很多的改进和修正方法,一个重要的改进为城区的无线传播[Lon78],特别与移动台相关。这种修改增加了一个额外项来补偿接近接收天线的城区杂波引起的额外衰减。额外项,称为城区因子(UF),可以通过原始 Longley-Rice 模型的预测与 Okumura模型的对比而获得[Oku68]。

Longley-Rice 模型的一个缺点是不提供在接收机附近时对环境因素的修正,或涉及建筑物和树叶的修正。此外,没有考虑多路径传播。

3.10.2 Durkin 模型:一个实例研究

类似于 Longley-Rice 模型典型的传播预测,由 Edwards 和 Durkin[Edw69] 及 Dadson [Dad75]提出。这些文章描述了不规则地形场强预测的计算机仿真器,已被联合无线电委员会(JRC)用于进行有效移动无线覆盖区的估计。尽管该仿真器仅预测大尺度路径损耗,它也提供了对不规则地区传播和阻挡体所引起损耗的研究方法。Edwards 和 Durkin 方法说明了如何把本章所有描述的概念用于单一模型中。

Durkin 路径损耗仿真器包括两部分。第一部分访问服务区的地形数据库,并沿着发射机到接收机路径重构地形地貌信息。假设接收天线接收所有的沿径向的能量,因此无多径传播。换句话说,传播只简单地以视距和阻挡体沿径向的绕射建模,排除从周围其他物体反射和局部散射的影响。这种假设的结果使模型在"峡谷"地区有些悲观,尽管它也能较好地识别孤立的弱接收区。仿真算法的第二部分计算了沿径向的路径损耗。之后,仿真的接收机位置可被重复地移动到服务区不同的位置来推导出信号场强轮廓。

地形数据库可看成是二维阵列。每一阵列元素对应于服务区地图上的一个点,同时每一

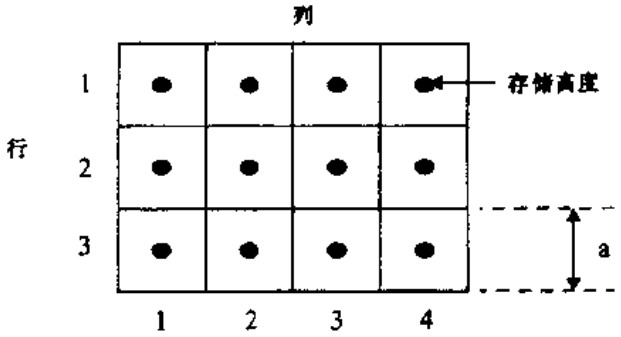
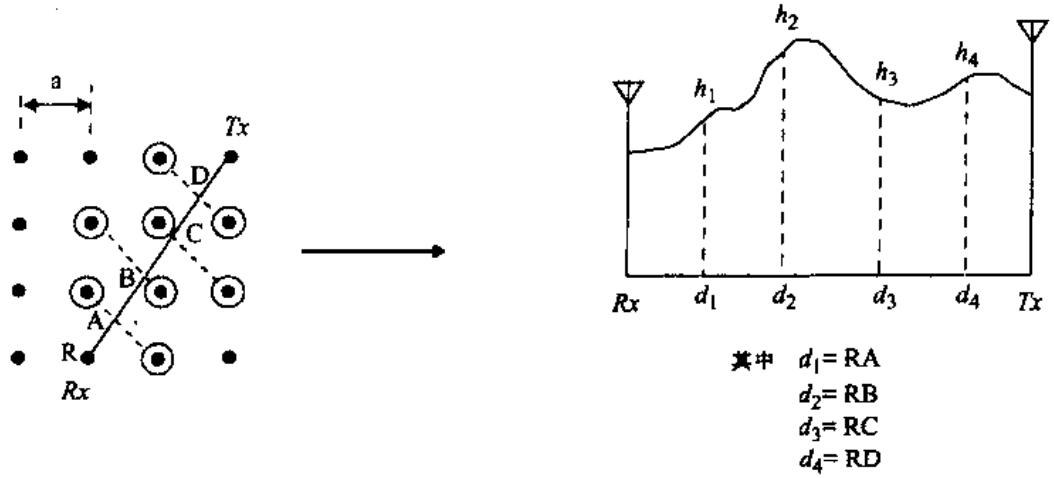


图 3.19　高度信息二维阵列表示

阵列元素的实际内容包括图 3.19 中的海拔高度数据。这些数字高程模型(DEM)从美国地形调查(USGS)中获得。使用量化的服务区高度地图,程序沿径向方向重构地面轮廓。由于径向不能永远通过离散的数据点,使用插值方法来确定近似的高度。图 3.20(a)显示了地形网格,发射机(Tx)和接收机(Rx)之间的径向,和对角线插值点。图 3.20(b)也显示了重构的径向地形轮廓。事实上,该值不是简单地由一条插值路线决定,为增加精度而由三条合成得到。因此,重构轮廓的每一个点为对角线、垂直(列)和水平(行)上的高度用插值方法而获得的平均高度。从这些插值路线,产生距离距阵和相应的沿径向高度。现在问题变成了一维的点到点链路计算。这类问题很容易使用刃形绕射技术计算路径损耗。



(a) 发射机和接收机之间的插值图和连线的俯视图　　(b) 发射机和接收机之间重构地形轮廓侧视图

图 3.20　使用对角插值重构地形轮廓示意图

算法必须决定期望的传输损耗为多少。第一步确定发射机和接收机之间是否存在视距传播。为此,程序计算沿径向每一点与发射机和接收机天线之间的连线之间的高度差 δ_j(见图 3.21)。

如果沿轮廓任意的 $\delta_j(j=1,\ldots,n)$为正数,说明视距路径不存在,否则,视距路径存在。假设存在无阻挡的视距路径,则算法检测是否能够获得无阻挡的第一费涅尔区。如果第一费涅尔区为无阻挡的,则导致的损耗机制近似于自由空间。如果存在阻挡体恰恰接触发射机和接收机连线,则接收机信号场强归于阻挡体的绕射,比自由空间小 6dB。确定无阻挡第一费涅尔区的方法为,对应每个路径元素首先计算公式 (3.59) 中定义的费涅尔绕射系

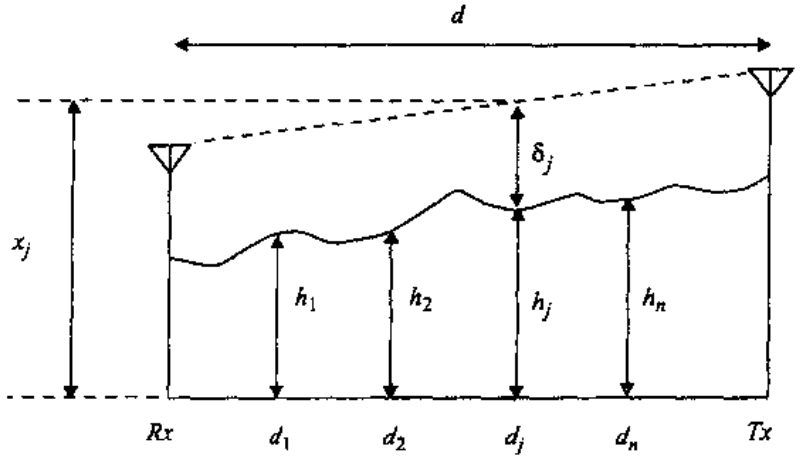


图 3.21　视距情形图示

数 v。

对所有的 $j=1,\ldots n$，如果 $v_j \leq -0.8$，则自由空间传播是主要的。对这种情况，接收功率使用自由空间传播公式(3.1)计算。否则(即 $v_j > -0.8$)，有两种可能性：

(a)非视距。

(b)视距，但不是第一费涅尔区无阻挡情形。

对于这两种情况，程序使用公式(3.1)计算自由空间功率，使用平地传播公式(3.52)计算接收场强。然后算法选择用公式(3.1)和(3.52)计算的较小功率作为近似接收功率。对情形(b)，下一步就是要计算第一费涅尔区阻挡而引起的附加衰减，并把它加到近似的接收功率中。这个附加的绕射损失由公式(3.60)计算而得。

对于非视距的情况，系统将问题划分为四类：

(a)单绕射边

(b)双绕射边

(c)三绕射边

(d)多于三个绕射边

对每一种情况逐个测试，直到发现适合给定的地貌为止。通过计算发射机和接收机连线与接收天线到重构地貌的每一点连线之间的角度来检测绕射边。将这些角度最大的予以定位并标记为轮廓点(d_i, h_i)。然后，按上述过程的相反步骤，找到这些角度最大的，发生在(d_j, h_j)的点。如果 $d_i = d_j$，则地貌可建模成单绕射边。与该边相关的费涅尔参数 v_j，可由发射机和接收机天线连线之上的阻挡物长度确定。损耗可由公式(3.69)计算 PL 得到。由阻挡体引起的额外损耗加到自由空间损耗，或者平地损耗上，两项中取大的一个。

如果单绕射边的条件不满足，则检测双绕射边。测试同单绕射边相似，不同之处在于计算机寻找彼此可见的两边(见图 3.22)。

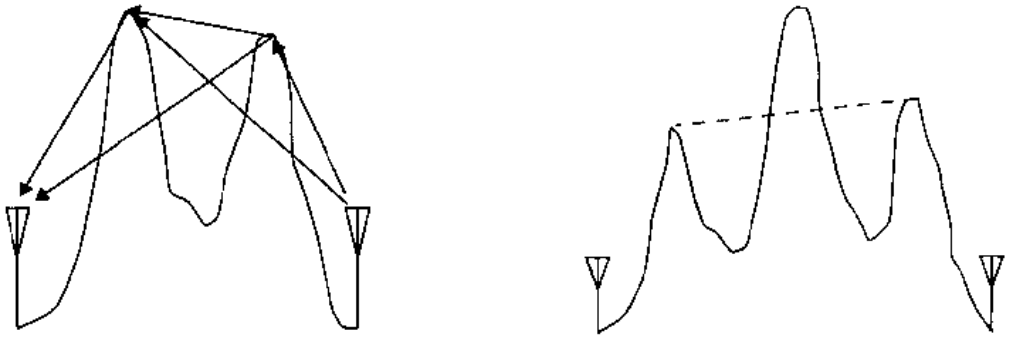


图 3.22　多绕射边图示

Edward 和 Durkin[Edw96]算法使用 Epstein 和 Peterson 方法[Eps53]计算双绕射边的损耗。简而言之，为两边损耗的和。第一损耗是以发射机为源点被第一绕射边引起的第二绕射边处的损耗。第二损耗是第一绕射边为源点由第二绕射边引起的接收机处的损耗。由阻挡体引起的附加损耗加到自由空间损耗，或者平地损耗上；两项中取大的一个。

对于三绕射边情况，外面的绕射边中一定包含单绕射边。通过计算两个外绕射边之间的连线，如果两个外绕射边之间的阻挡体穿过该线，则第三绕射边存在(见图 3.22)。再者，Edward和 Durkin 方法用于计算阻挡体引起的阴影衰减。对于多于三绕射边的情况，在外面两阻挡体之间的地貌由单个虚拟刃形近似。近似后，问题变为三边绕射情况。

上述方法由于可在数字高程地图上读取，并且对高度数据执行特定位置传播计算，因此很有吸引力。并且可以产生信号场强轮廓，据报告在几个 dB 范围内该方法十分合适。不足之处是不能精确预测由于树叶、建筑物、其他人造结构引起的传播效应，并且不能计算除地面反射以外的多径传播，因此要经常增加附加损耗因子。使用地物信息的传播预测算法，常用于现代无线系统设计中。

3.10.3　Okumura 模型

Okumura 模型为预测城区信号时使用最广泛的模型。应用频率在 150MHz 到 1920MHz 之间（可扩展到 3000MHz），距离为 1km 到 100km 之间，天线高度在 30m 到 1000m 之间。

Okumura 开发了一套在准平滑城区，基站有效天线高度 h_{te}为 200m，移动天线高度 h_{re}为 3m 的自由空间中值损耗(A_{mu})曲线。基站和移动台均使用垂直全方向天线，从测量结果得到这些曲线，并画成频率从 100MHz 到 1920MHz 的曲线和距离从 1km 到 100km 的曲线。使用 Okumura 模型确定路径损耗，首先确定自由空间路径损耗，然后从曲线中读出 $A_{mu}(f,d)$值，并加入代表地物类型的修正因子。模型可表示为：

$$L_{50}(\mathrm{dB}) = L_F + A_{mu}(f,d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{AREA} \tag{3.80}$$

其中，L_{50}为传播路径损耗值的 50%(即中值)，L_F 为自由空间传播损耗，A_{mu}为自由空间中值损耗，$G(h_{te})$ 为基站天线高度增益因子，$G(h_{re})$为移动天线高度增益因子，G_{AREA}为环境类型的增益。注意天线高度增益为严格的高度函数，与天线形式无关。

对于宽频段的 A_{mu}和 G_{AREA}见图 3.23 和图 3.24。此外，Okumura 发现，$G(h_{te})$ 以20dB/10 倍程的斜率变化，$G(h_{re})$ 对于高度小于 3m 的情况以 10 dB/10 倍程的斜率变化。

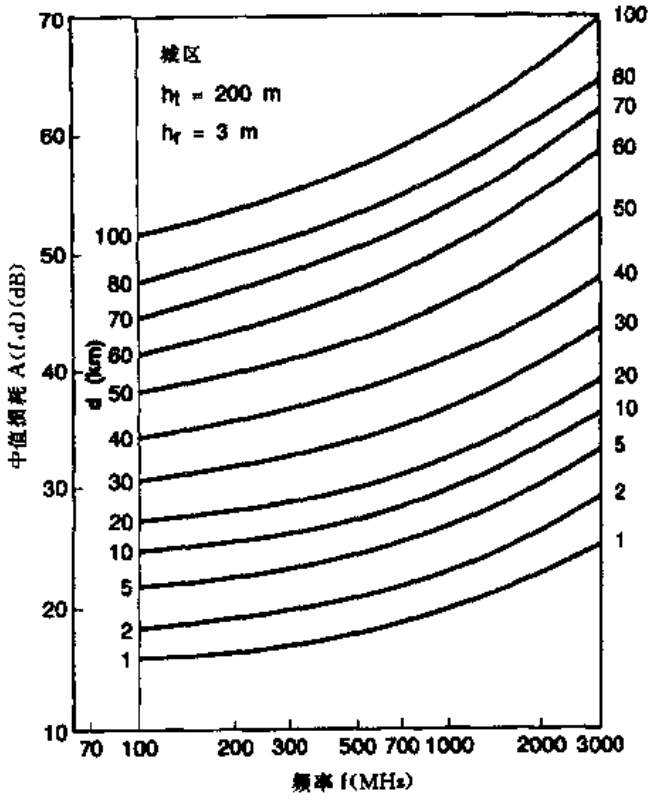


图 3.23　在准平滑地域上的自由空间中值损耗($A_{mu}(f,d)$)(取自[Oku68]©IEEE)

$$G(h_{te}) = 20\log\left(\frac{h_{te}}{200}\right) \qquad 1000\text{m} > h_{te} > 30\text{m} \tag{3.81a}$$

$$G(h_{re}) = 10\log\left(\frac{h_{re}}{3}\right) \qquad h_{re} \leq 3\text{m} \tag{3.81b}$$

$$G(h_{re}) = 20\log\left(\frac{h_{re}}{3}\right) \qquad 10\text{m} > h_{re} > 3\text{m} \tag{3.81c}$$

其他修正也可应用于 Okumura 模型。一些重要的地形相关参数为地形波动高度(Δh)、独立峰高度、平均地面斜度和混合陆地-海上参数。一旦计算了地形相关参数，相应的修正因子就要被加上或去掉。所有的修正因子可从 Okumura 曲线中获得[Oku68]。

Okumura 模型完全基于测试数据，不提供任何分析解释。对许多情况，通过外推曲线来获得测试范围以外的值，尽管这种外推法的正确性依赖于环境和曲线的平滑性。

Okumura 模型为成熟的蜂窝和陆地移动无线系统路径损耗预测提供最简单和最精确的解决方案。由于其实用性，在日本已成为现代陆地移动无线系统规划的标准。该种模型的主要缺点是对城区和郊区快速变化的反应较慢。预测和测试的路径损耗偏差为 10dB 到14dB。

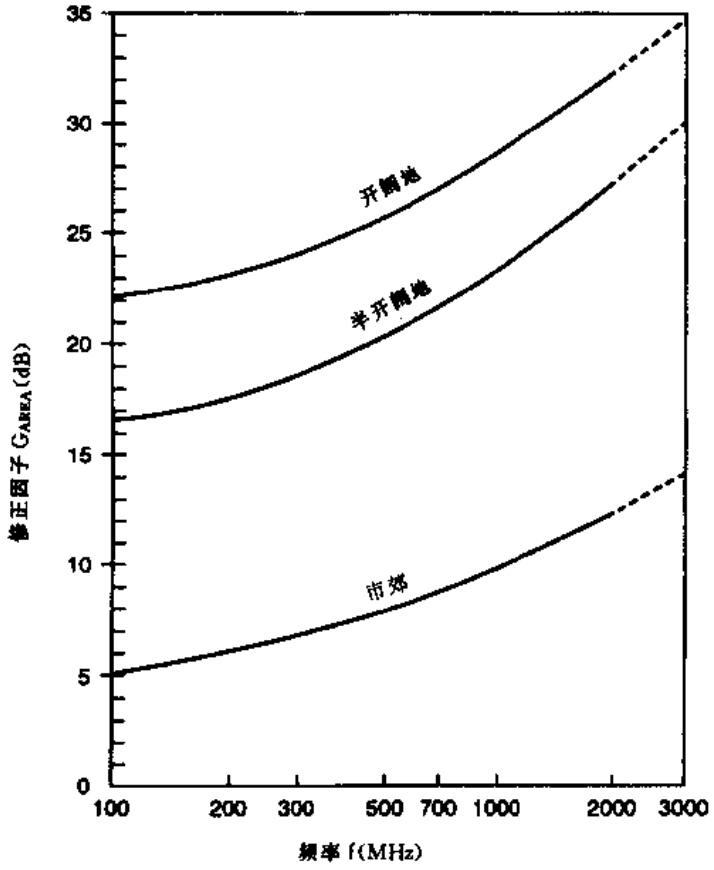


图 3.24　不同地形的修正因子 G_{AREA}(取自[Oku68]©IEEE)

例 3.10

使用 Okumura 模型求解 $d = 50\text{km}$、$h_{te} = 100\text{m}$、$h_{re} = 10\text{m}$,郊区环境下的路径损耗。已知发射机的 EIRP 为 1kW,载频为 900MHz,求接收功率(假定接收机天线为单位增益)。

例 3.10 解

自由空间路径损耗 L_F 可由公式(3.6)计算:

$$L_F = 10\log\left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right] = 10\log\left[\frac{(3\times10^8/900\times10^6)^2}{(4\pi)^2\times(50\times10^3)^2}\right] = 125.5\ \text{dB}$$

由 Okumura 曲线可得:

$$A_{mu}(900\ \text{MHz}(50\ \text{km})) \approx 43\ \text{dB}$$

和

$$G_{AREA} = 9\text{dB}$$

使用公式(3.81a)和(3.81c)可得:

$$G(h_{te}) = 20\log\left(\frac{h_{te}}{200}\right) = 20\log\left(\frac{100}{200}\right) = -6\text{dB}$$

$$G(h_{re}) = 20\log\left(\frac{h_{re}}{3}\right) = 20\log\left(\frac{10}{3}\right) = 10.46\text{dB}$$

使用公式(3.80),可得总的中值路径损耗为:

$$\begin{aligned} L_{50}(\text{dB}) &= L_F + A_{mu}(f,d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{AREA} \\ &= 125.5\ \text{dB} + 43\ \text{dB} - (-6)\text{dB} - 10.46\ \text{dB} - 9\ \text{dB} \\ &= 155.04\ \text{dB} \end{aligned}$$

因此,接收功率中值为:

$$\begin{aligned} P_r(d) &= EIRP(\text{dBm}) - L_{50}(\text{dB}) + G_r(\text{dB}) \\ &= 60\text{dBm} - 155.04\text{dB} + 0\text{dB} = -95.04\text{dBm} \end{aligned}$$

3.10.4 Hata 模型

Hata模型[Hat90]是根据 Okumura 曲线图所作的经验公式,频率范围为 150MHz 到 1500MHz。Hata 模型以市区传播损耗为标准,其他地区在此基础上进行修正。市区路径损耗的标准公式为:

$$L_{50}(\text{市区})(\text{dB}) = 69.55 + 26.16\log f_c - 13.82\log h_{te} - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55\log h_{te})\log d \tag{3.82}$$

其中,f_c 为频率(MHz),范围从 150MHz 到 1500MHz;h_{te}为发射有效天线高度,30m 到 200m;h_{re}为接收有效天线高度,1m 到 10m;d 为 T-R 距离(km);$a(h_{re})$ 为有效移动天线修正因子,是覆盖区大小的函数。对于中小城市,移动天线修正因子为:

$$a(h_{re}) = (1.1\log f_c - 0.7)h_{re} - (1.56\log f_c - 0.8)\text{dB} \tag{3.83}$$

对于大城市,为:

$$a(h_{re}) = 8.29(\log 1.54h_{re})^2 - 1.1\ \text{dB} \qquad f_c \leq 300\ \text{MHz} \tag{3.84a}$$

$$a(h_{re}) = 3.2(\log 11.75h_{re})^2 - 4.97\ \text{dB} \qquad f_c \geq 300\ \text{MHz} \tag{3.84b}$$

为获得郊区的路径损耗,标准 Hata 模型修正为:

$$L_{50}(\text{dB}) = L_{50}(\text{市区}) - 2[\log(f_c/28)]^2 - 5.4 \tag{3.85}$$

对于农村地区公式修正为:

$$L_{50}(\text{dB}) = L_{50}(\text{市区}) - 4.78(\log f_c)^2 - 18.33\log f_c - 40.98 \tag{3.86}$$

尽管 Hata 模型不像 Okumura 模型那样可获得特定路径的修正因子,但上述几个公式还是非常有实用价值的。在 d 超过 1km 的情况下,Hata 模型的预测结果与原始 Okumura 模型非常接近。该模型适用于大区制移动系统,但不适于小区半径为 1km 左右的个人通信系统(PCS)。

3.10.5 Hata 模型的 PCS 扩展

科学和技术研究欧洲协会(EURO-COST)组成 COST-231 工作委员会来开发 Hata 模型的扩展版本。COST-231 提出了将 Hata 模型扩展到 2GHz 的公式为[EUR91]:

$$L_{50}(\text{市区}) = 46.3 + 33.9\log f_c - 13.82\log h_{te} - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55\log h_{te})\log d + C_M \tag{3.87}$$

其中,$a(h_{re})$ 定义在公式(3.83)、(3.84a)和(3.84b)中,并且:

$$C_M = \begin{cases} 0\text{dB} & \text{中等城市和郊区} \\ 3\text{dB} & \text{市中心} \end{cases} \tag{3.88}$$

Hata 模型的 COST－231 扩展适用于下列范围参数:

f : 1500MHz ~ 2000MHz

h_{te} : 30m ~ 200m

h_{re} : 1m ~ 10m

d : 1km ~ 20km

3.10.6 Walfish 和 Bertoni 模型

由 Walfish 和 Bertoni 开发的模型[Wal88],考虑了屋顶和建筑物高度的影响,使用绕射来预测街道的平均信号场强。模型考虑路径损耗 S 为:

$$S = P_0 Q^2 P_1 \tag{3.89}$$

其中,P_0 表示全向天线间的自由空间路径损耗:

$$P_0 = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \tag{3.90}$$

因子 Q^2 给出了基于建筑物屋顶的信号衰减。P_1 为从屋顶到街道的基于绕射的信号衰减。

路径衰减为:

$$S(\text{dB}) = L_0 + L_{rts} + L_{ms} \tag{3.91}$$

其中,L_0 表示自由空间损耗,L_{rts}表示"屋顶到街道的绕射和散射损失",L_{ms}为归于建筑物群的多屏绕射损耗[Xia92]。图 3.25 表示了用于 Walfish 和 Bertoni 模型的特征[Wal88]、[Mac93]。该模型在 IMT-2000 标准中的 ITU-R 使用。

3.10.7 宽带 PCS 微蜂窝模型

Feuerstein 等人于 1991 年,在 San Francisco 和 Oakland,利用工作在 1900MHz 频段上的 20MHz 脉冲发射机,测试了典型微蜂窝系统的路径损耗、中断率和时延扩展。基站天线高度分别为 3.7m、8.5m 和 13.3m,移动接收机高度为 1.7m,路径损耗、多径和覆盖区是在视距(LOS)和有阻挡物(OBS)的环境[Feu94]下测得。该项工作证实双线地面反射模型(见图

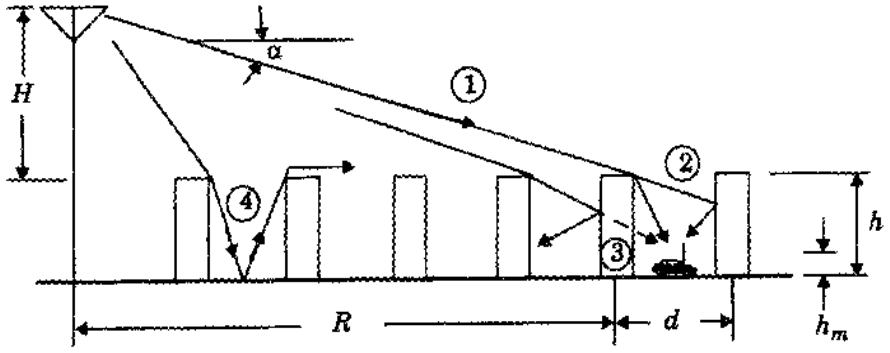


图 3.25　Walfish 和 Bertoni 模型的传播几何示意图

3.7),是估计视距微蜂窝路径损耗的最佳方法[Feu94],对于 OBS 微蜂窝环境,简化的对数距离路径损耗模型则更有效。

对于平滑地面反射模型,被地面所阻挡的第一费涅尔区的距离 d_f 为:

$$d_f = \frac{1}{\lambda}\sqrt{(\Sigma^2 - \Delta^2)^2 - 2(\Sigma^2 + \Delta^2)\left(\frac{\lambda}{2}\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{2}\right)^4} \tag{3.92a}$$

$$\approx \frac{1}{\lambda}\sqrt{16h_t^2h_r^2 - \lambda^2(h_t^2 + h_r^2) + \frac{\lambda^4}{16}}$$

对于视距阻挡第一费涅尔区情况,使用回归断点的双回归路径损耗模型可与测试结果很好地吻合。假设使用全向垂直天线,预测的平均路径损耗为:

$$\overline{PL}(d) = \begin{cases} 10n_1\log(d) + p_1 & 1 < d < d_f \\ 10n_2\log(d/d_f) + 10n_1\log d_f + p_1 & d < d_f \end{cases} \tag{3.92b}$$

其中,p_1 等于 $\overline{PL}(d_0)$ (参考距离 $d_0 = 1$m 处路径损耗,单位为 dB);d 单位为 m;n_1、n_2 为路径损耗指数,是发射机高度的函数(见图 3.26)。

发射机天线高度	1900 MHz LOS			1900MHz OBS	
	n_1	n_2	σ(dB)	n	σ(dB)
低(3.7m)	2.18	3.29	8.76	2.58	9.31
中(8.5m)	2.17	3.36	7.88	2.56	7.67
高(13.3m)	2.07	4.16	8.77	2.69	7.94

图 3.26　频率为 1900MHz 的宽带微蜂窝模型参数(取自[Feu94] © IEEE)

对于 OBS 情况,路径损耗与公式(3.69a)的标准对数距离路径损耗相吻合。

$$\overline{PL}(d)\ [\text{dB}] = 10n\log(d) + p_1 \tag{3.92c}$$

其中,n 为由图 3.26 给出的 OBS 路径指数,为发射机高度的函数。对数正态阴影成分的标准偏差使用 3.10.2 节中的方法测量获得。对于视距和 OBS 微蜂窝情况,对数正态阴影成分为

高度的函数。图 3.26 表明，不论天线高度，对数正态阴影成分在(7～9)dB 之间。同时可见，视距环境路径损耗比理论双线地面反射模型损耗要小，其中 $n_1=2$ 和 $n_2=4$ 。

3.11 室内传播模型

随着 PCS 系统的采用，人们越来越关注室内无线电波传播情况。室内无线信道有两个方面不同于传统的移动无线信道——覆盖距离更小，环境的变动更大。建筑物内传播受到诸如建筑物的布置、材料结构和建筑物类型等因素的强烈影响。本节概述建筑物内路径损耗模型。

室内无线传播同室外具有同样的机理：反射、绕射和散射。但是，条件却很不同。例如，信号电平很大程度上依赖于建筑物内门是开还是关。天线安装在何处也影响大尺度传播。天线安装于桌面高度与安装在天花板的情况会有极为不同的接收信号。同样地，较小的传播距离也使天线的远场条件难以满足。

室内无线传播是一个新的领域，在 1980 年初首次开始研究。Cox[Cox83b]在 AT&T 贝尔实验室和 Alexander 在英国电信，首先对大量家用和办公室建筑周围及内部路径损耗进行了仔细的研究。室内传播方面有许多优秀的文献[Mol91]、[Has93]。

一般来说，室内信道分为视距(LOS)或阻挡(OBS)两种，并随着环境杂乱程度而变化。下面给出最近出现的一些主要模型。

3.11.1 分隔损耗(同楼层)

建筑物具有大量的分隔和阻挡体。家用房屋中使用木框与石灰板分隔构成内墙，楼层间为木质或非强化的混凝土。另一方面，办公室建筑通常有较大的面积，使用可移动的分隔，以使空间容易划分，楼层间使用金属加强混凝土。作为建筑物结构一部分的分隔，称为硬分隔，可移动的并且未延展到天花板的分隔称为软分隔。分隔的物理和电特性变化范围非常广泛，应用通用模型于特定室内情况是非常困难的。表 3.3，是不同分隔的损耗数据。

表 3.3 对通用建筑中的无线路径不同研究者提供的平均信号损耗

材料类型	损耗(dB)	频率	参考
所有金属	26	815 MHz	[Cox83b]
铝框	20.4	815 MHz	[Cox83b]
绝缘体箔	3.9	815 MHz	[Cox83b]
混凝土墙	13	1300 MHz	[Rap91c]
一层的损耗	20～30	1300 MHz	[Rap91c]
一层楼层和一层墙的损耗	40～50	1300 MHz	[Rap91c]
走廊的拐角损耗	10～15	1300 MHz	[Rap91c]
轻质织物	3～5	1300 MHz	[Rap91c]
20 英尺高的围墙	5～12	1300 MHz	[Rap91c]
金属垫—12 平方英尺	4～7	1300 MHz	[Rap91c]

续表

材 料 类 型	损耗(dB)	频 率	参 考
金属箱—10 平方英尺	3 ~ 6	1300 MHz	[Rap91c]
小金属柱—直径 6"	3	1300 MHz	[Rap91c]
皮带系统—4 平方英尺	6	1300 MHz	[Rap91c]
轻质机械 < 10 平方英尺	1 ~ 4	1300 MHz	[Rap91c]
普通机械—10 ~ 20 平方英尺	5 ~ 10	1300 MHz	[Rap91c]
重型机械 > 20 平方英尺	10 ~ 12	1300 MHz	[Rap91c]
金属楼梯	5	1300 MHz	[Rap91c]
轻形织物	3 ~ 5	1300 MHz	[Rap91c]
重形织物	8 ~ 11	1300 MHz	[Rap91c]
金属检验车间	3 ~ 12	1300 MHz	[Rap91c]
金属库存	4 ~ 7	1300 MHz	[Rap91c]
大梁—16 ~ 20"	8 ~ 10	1300 MHz	[Rap91c]
金属库存架—8 平方英尺	4 ~ 9	1300 MHz	[Rap91c]
空纸板盒	3 ~ 6	1300 MHz	[Rap91c]
混凝土箱式墙	13 ~ 20	1300 MHz	[Rap91c]
天花板管道	1 ~ 8	1300 MHz	[Rap91c]
小金属零件的 2.5m 存储架	4 ~ 6	1300 MHz	[Rap91c]
4m 金属箱	10 ~ 12	1300 MHz	[Rap91c]
纸产品的 5m 存储架(松散包装)	2 ~ 4	1300 MHz	[Rap91c]
纸产品的 5m 存储架(紧包装)	6	1300 MHz	[Rap91c]
大金属零件的 5m 存储架(紧包装)	20	1300 MHz	[Rap91c]
典型 N/C 机械	8 ~ 10	1300 MHz	[Rap91c]
半自动组装线	5 ~ 7	1300 MHz	[Rap91c]
0.6m 加强混凝土柱	12 ~ 14	1300 MHz	[Rap91c]
不锈钢管	15	1300 MHz	[Rap91c]
混凝土墙	8 ~ 15	1300 MHz	[Rap91c]
混凝土地板	10	1300 MHz	[Rap91c]
商用减震器	38	9.6 GHz	[Vio88]
商用减震器	51	28.8 GHz	[Vio88]
商用减震器	59	57.6GHz	[Vio88]
岩石片(3/8in)—2 片	2	9.6GHz	[Vio88]
岩石片(3/8in)—2 片	2	28.8 GHz	[Vio88]
岩石片(3/8in)—2 片	5	57.6GHz	[Vio88]
干三合板(3/4in)—1 层	1	9.6 GHz	[Vio88]
干三合板(3/4in)—1 层	4	28.8 GHz	[Vio88]

续表

材 料 类 型	损耗(dB)	频 率	参 考
干三合板(3/4in)—1 层	8	57.6GHz	[Vio88]
干三合板(3/4in)—2 层	4	9.6 GHz	[Vio88]
干三合板(3/4in)—2 层	6	28.8 GHz	[Vio88]
干三合板(3/4in)—2 层	14	57.6GHz	[Vio88]
湿三合板(3/4in)—1 层	19	9.6 GHz	[Vio88]
湿三合板(3/4in)—1 层	32	28.8 GHz	[Vio88]
湿三合板(3/4in)—1 层	59	57.6GHz	[Vio88]
湿三合板(3/4in)—2 层	39	9.6 GHz	[Vio88]
湿三合板(3/4in)—2 层	46	28.8 GHz	[Vio88]
湿三合板(3/4in)—2 层	57	57.6GHz	[Vio88]
铝板(1/8in)—1 层	47	9.6 GHz	[Vio88]
铝板(1/8in)—1 层	46	28.8 GHz	[Vio88]
铝板(1/8in)—1 层	53	57.6GHz	[Vio88]

3.11.2 楼层间分隔损耗

建筑物楼层间损耗由建筑物外部面积和材料,及建筑物的类型决定[Sei92a]、[Sei92b]。甚至建筑物窗口的数量也影响楼层间的损耗。表 3.4 列出了 San Francisco 一座三层楼的楼层衰减因子(FAF)。由表可见对于三层建筑,建筑物一层内的衰减比其他层数衰减要大得多。如表 3.5 所示,在 5、6 层以上,只有非常小的路径损耗。

表 3.4 三层建筑的总楼层衰减因子和标准偏差 σ。每一点表示大于 20λ(尺度上)的平均路径损耗[Sei92a]

建筑物	915MHz FAF(dB)	σ(dB)	位置数目	1900MHz FAF(dB)	σ(dB)	位置数目
Walnut Creek						
一层	33.6	3.2	25	31.3	4.6	110
二层	44.0	4.8	39	38.5	4.0	29
SF PacBell						
一层	13.2	9.2	16	26.2	10.5	21
二层	18.1	8.0	10	33.4	9.9	21
三层	24.0	5.6	10	35.2	5.9	20
四层	27.0	6.8	10	38.4	3.4	20
五层	27.1	6.3	10	46.4	3.9	17
San Ramon						
一层	29.1	5.8	93	35.4	6.4	74
二层	36.6	6.0	81	35.6	5.9	41
三层	39.6	6.0	70	35.2	3.9	27

表 3.5 两座具有一,二,三,四楼的平均楼层衰减因子[Sei92b]

建筑物	FAF(dB)	σ(dB)	位置数目
办公楼 1			
穿过一层	12.9	7.0	52
穿过二层	18.7	2.8	9
穿过三层	24.4	1.7	9
穿过四层	27.0	1.5	9
办公楼 2			
穿过一层	16.2	2.9	21
穿过二层	27.5	5.4	21
穿过三层	31.6	7.2	21

3.11.3 对数距离路径损耗模型

很多研究表明,室内路径损耗遵从公式(3.93)。

$$PL(\text{dB}) = PL(d_0) + 10n\log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \tag{3.93}$$

其中,n 依赖于周围环境和建筑物类型,X_σ 表示标准偏差为 σ 的正态随机变量。注意,公式(3.93)与公式(3.69)的对数正态阴影的形式一致。表 3.6 提供了不同建筑物的典型值。

表 3.6 不同建筑物的路径损耗指数和标准偏差[And94]

建筑物	频率(MHz)	n	σ(dB)
零售商店	914	2.2	8.7
蔬菜店	914	1.8	5.2
办公室,硬分隔	1500	3.0	7.0
办公室,软分隔	900	2.4	9.6
办公室,软分隔	1900	2.6	14.1
工厂 LOS			
纺织物/化学品	1300	2.0	3.0
纺织物/化学品	4000	2.1	7.0
纸张/谷物	1300	1.8	6.0
金属	1300	1.6	5.8
郊区房屋			
室内走廊	900	3.0	7.0
工厂 OBS			
纺织物/化学品	4000	2.1	9.7
金属	1300	3.3	6.8

3.11.4 Ericsson 多重断点模型

通过测试多层办公室建筑，获得了 Ericsson 无线系统模型[Ake88]。模型有四个断点并考虑了路径损耗的上下边界。模型假定 $d_0 = 1\,\text{m}$ 处衰减为 30dB，这对于频率为 $f = 900\,\text{MHz}$ 的单位增益天线是准确的。没有假定对数正态阴影成分，Ericsson 模型提供特定地形路径损耗范围的确定限度。Bernhardt[Ber89] 使用均匀分布，得出在其限度内，作为距离函数的室内路径损耗值。图 3.27 表明基于 Ericsson 模型的室内路径损耗图。

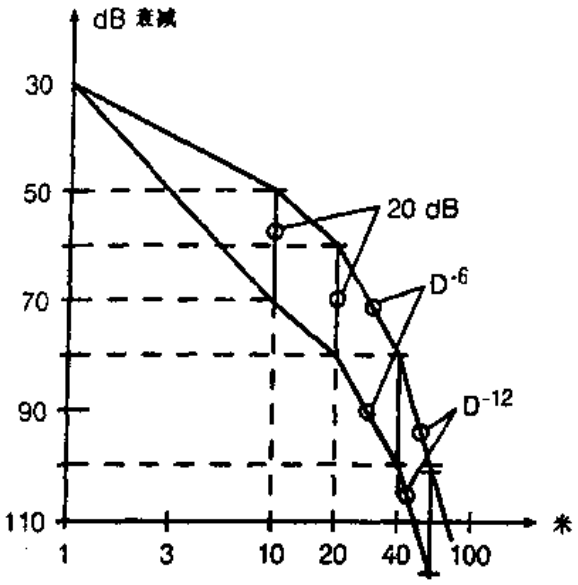


图 3.27 Ericsson 室内路径损耗模型(取自[Ake88]©IEEE)

3.11.5 衰减因子模型

建筑物内传播模型包括，建筑物类型影响以及 Seidel 描述的阻挡物引起的变化。这一模型灵活性很强，预测路径损耗与测量值的标准偏差为 4dB，而对数距离模型的偏差达 13 dB。衰减因子模型为：

$$\overline{PL}(d)[\text{dB}] = \overline{PL}(d_0)[\text{dB}] + 10n_{SF}\log\left(\frac{d}{d_0}\right) + FAF[\text{dB}] \tag{3.94}$$

其中，n_{SF}表示同层测试的指数值。如果对同层存在很好估计值 n(如从表 3.4 或表 3.6 中选择)，则不同层路径损耗可通过附加 FAF 值(如从表 3.5 中选择)获得。或者在公式(3.94)中，FAF 由考虑多楼层影响的指数所代替。

$$\overline{PL}(d)[\text{dB}] = \overline{PL}(d_0) + 10n_{MF}\log\left(\frac{d}{d_0}\right) \tag{3.95}$$

其中，n_{MF}表示基于测试的多楼层路径损耗指数。

表 3.7 给出了很多建筑物内典型的 n 值。也表明了对小的面积和特定位置，标准偏差如何变小。图 3.28 和图 3.29 所示的点图表明了两个多层建筑物实际测试的路径损耗。

表 3.7 不同建筑物类型的路径损耗指数和标准偏差

	n	σ(dB)	位置数目
所有建筑物:			
所有地点	3.14	16.3	634
同层	2.76	12.9	501
穿过一层	4.19	5.1	73
穿过二层	5.04	6.5	30
穿过三层	5.22	6.7	30
蔬菜店	1.81	5.2	89
零售店	2.18	8.7	137
办公楼 1:			
全建筑物	3.54	12.8	320
同层	3.27	11.2	238
5 层西翼	2.68	8.1	104
5 层中部	4.01	4.3	118
4 层东翼	3.18	4.4	120
办公楼 2			
全建筑物	4.33	13.3	100
同层	3.25	5.2	37

Devasirvatham 等人发现,室内路径损耗等于自由空间损耗加上附加损耗因子,且随距离成指数增长,见表 3.8。对于多层建筑物的工作,改造公式(3.94)为:

$$\overline{PL}(d)[\mathrm{dB}] = \overline{PL}(d_0)[dB] + 20\log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \alpha d + FAF[\mathrm{dB}] \tag{3.96}$$

其中,α 为信道的衰减常数,单位是 dB/m。表 3.8 提供了 α 的典型值,为频率的函数。

表 3.8 自由空间加上线性路径衰减模型

单 元	频 率	α—衰减(dB/m)
建筑物 1: 4 层	850MHz	0.62
	1.7GHz	0.57
	4.0GHz	0.47
建筑物 2: 2 层	850MHz	0.48
	1.7GHz	0.35
	4.0GHz	0.23

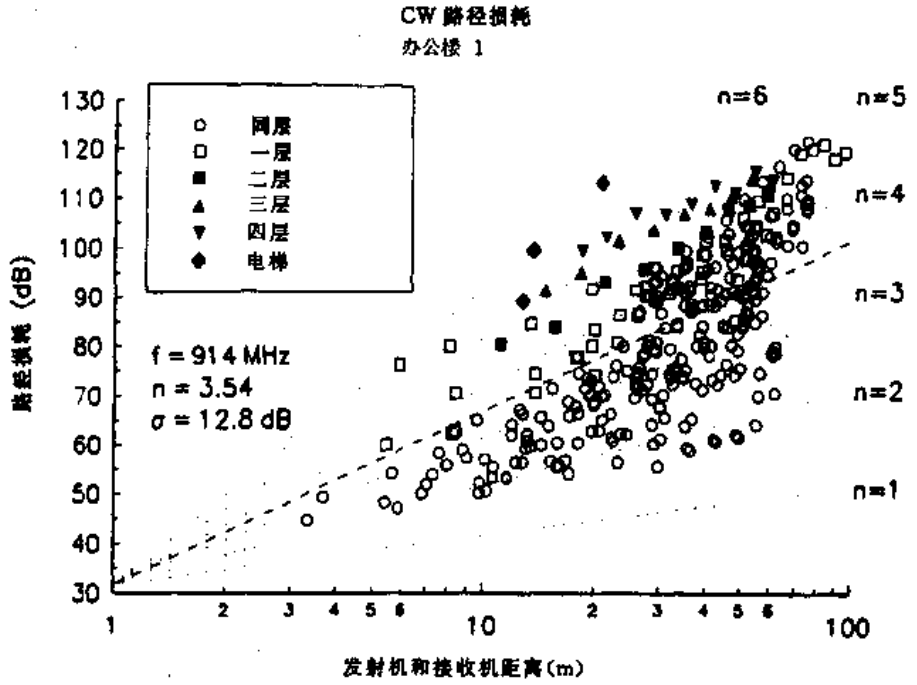


图 3.28　办公楼 1 内作为距离函数的路径损耗点图

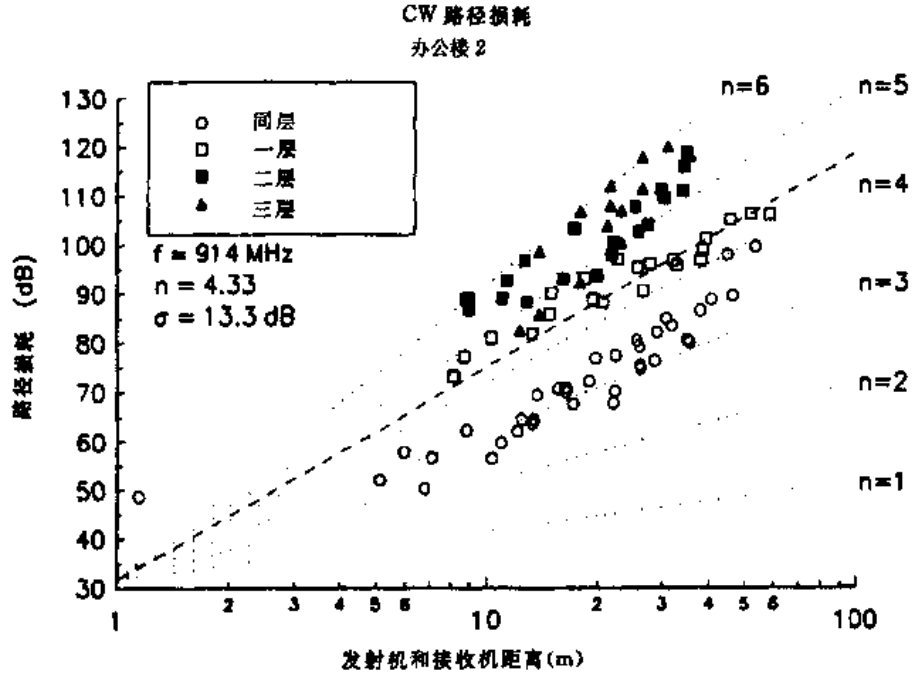


图 3.29　办公楼 2 内作为距离函数的路径损耗点图

例 3.11

本例说明如何使用公式(3.94)和(3.95)预测距发射机 30m 处通过建筑物 1(见表 3.5)三层楼的平均路径损耗。由表 3.5 知,建筑物内同层平均路径损耗指数为 $n = 3.27$, 三层平均路径损耗指数为 $n = 5.22$,平均楼层衰减指数为 $FAF = 24.2$dB。

例 3.11 解

使用公式(3.94),平均路径损耗为:

$$\overline{PL}(30\text{m})[\text{dB}] = \overline{PL}(1\text{m})[\text{dB}] + 10 \times 3.27 \times \log(30) + 24.4$$
$$= 104.2 \text{ dB}$$

使用公式(3.95),平均路径损耗为:

$$\overline{PL}(30\text{m})[\text{dB}] = \overline{PL}(1\text{m})[\text{dB}] + 10 \times 5.22 \times \log(30) = 108.6 \text{ dB}$$

3.12 建筑物信号穿透

一台位于外面的发射机在建筑物内被接收到的信号场强,对于无线系统来说是非常重要的。仅靠有限的经验很难确定精确的透射模型。然而可从文献中总结出一些规律,测试报告显示随高度的增加,建筑物内接收信号场强增加。在低楼层中,城区的杂散结构引起大的衰减,减少信号透射力。在高楼层由于可能存在视距路径使得外墙处可能具有强的入射信号。

无线信号透射能力是频率及建筑物高度的函数。天线对信号透射也有非常重要的影响。大多数的测试考虑室外发射机的天线高度远小于建筑物本身的高度。在 Liverpool[Tur87]的测试中显示,随着频率的增加透射损耗减小。特别是,在频率为 441MHz、896.5 MHz 和 1400 MHz 时,建筑物底层测得的透射衰减值分别为 16.4dB、11.6 dB、7.6 dB。Turkmani[Tur87]的测试结果显示,频率为 900 MHz、1800 MHz 和 2300 MHz 的透射损耗,分别为 14.2dB、13.4 dB 和 12.8 dB。在窗前的测试显示,平均透射损耗比没有窗户的透射损耗小 6 dB。

Walker[Wal92]在 Chicago 测试了 7 个外部发射机的无线信号进入 14 个不同建筑的情况。结果显示,从底层到 15 层透射损耗以每层 1.9 dB 递减,从 15 层向上开始递增。在高层,透射损失的增加归因于相邻建筑物的阴影效应。同样地,Tutkmani[Tur87]报告,从底层到 9 层透射损耗以每层 2 dB 的比率递减,9 层向上开始递增。Durante[Dur73]也有同样的报告。

测试显示与建筑物表面相比,窗体面积的百分比影响无线信号透射损耗,窗体上的金属膜也有影响。它能在单层窗玻璃上产生 3 ~ 30 dB 的信号衰减。入射角度对透射衰减也有很强的影响,参见 Horikishi[Hor86]。

3.13 射线跟踪和特定站址建模

在最近几年,计算机的运算和可视化能力快速增长。预测无线信号覆盖的新方法包括使用特定站址(SISP)传播模型和地理信息系统(GIS)数据库。SISP 模型提供射线跟踪作为室内或室外传播环境建模的主要方法。通过使用标准地理软件包中的建筑物数据库,无线系统设计者能够获得建筑物和地物特征的精确表示。

对于室外传播预测,射线跟踪技术与空中拍照结合,这样建筑物的 3 维表示可与模拟反射、绕射和散射的软件结合。图像技术用于将城市的卫星照片转变为可用的 3 维数据库。对于室内环境,建筑结构图也用于传播模型的研究中[Val93]、[Sei94]、[Kre84]。

当有关建筑物的数据库数据足够丰富时，可使用计算机辅助设计工具开发无线系统。计算机辅助设计工具提供较大范围内确定的，而非统计的，大尺度路径损耗预测模型。

问题与练习

3.1 证明当 $\Gamma_v = 0$ 时，布鲁斯特角为 θ_i，满足下式：

$$\sin\theta_i = \sqrt{\frac{\varepsilon_r^2 - \varepsilon_r}{\varepsilon_r^2 - 1}}$$

3.2 (a)在路径损耗分析中，解释双线地面模型的优点和缺点。

(b)在下列情况下，双线模型是否可以应用，解释原因。

$h_t = 35\text{m}$，$h_r = 3\text{m}$，$d = 250\text{m}$

$h_t = 30\text{m}$，$h_r = 1.5\text{m}$，$d = 450\text{m}$

(c)当蜂窝系统使用非常大的小区时，考虑双线传播模型提供的大尺度路径损耗的情况。

3.3 证明双线地面反射模型中 $\Delta = d'' - d' \approx 2h_t h_r / d$，说明在什么情况下这一近似是合理的。提示：使用图 P3.3 的图。

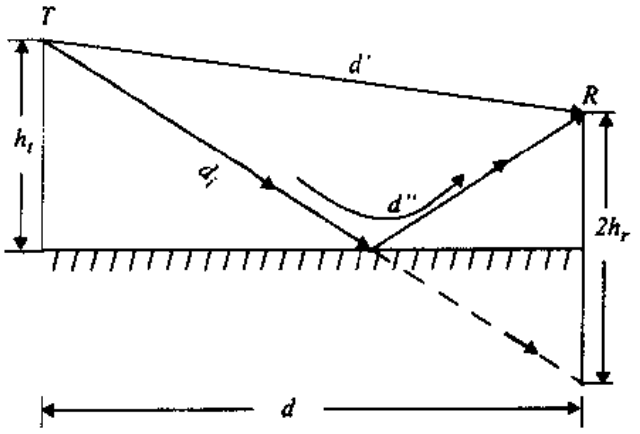


图 P3.3 双线地面反射模型

3.4 在双线地面反射模型中，假定 θ_Δ 要保持在 6.261 弧度以下。假设接收机高度为 2m，θ_i 小于 5°，求解 T-R 距离和发射机天线高度的最小允许值。载频为 900MHz，参考图 P3.3。

3.5 在双线路径损耗中，$\Gamma = -1$，求解接收机中信号为 0 的位置的近似表达式。

3.6 比较双线地面反射模型精确(公式(3.47))和近似(公式(3.52))表示的接收功率。假定发射机高度为 40m，接收机高度为 3m，频率为 1800MHz，使用单位增益天线。画出两模型在 1km 到 20km 范围的接收场强，假定地面反射系数为 -1。

3.7 对于地面反射系数为 1 的情况，重复问题 3.6。

3.8 参见图 P3.3，计算当 $d = d_f$ 时，双线地面反射传播路径中发射机和接收机之间的第一费涅尔区距离(以 h_t、h_r 和 λ 表示)。该距离处路径损耗由 d^2 向 d^4 转变。假设 $\Gamma = -1$。

3.9 对于图 P3.9 的刃形情况，证明：

$$(a)\ \varphi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda}\left[\frac{h^2}{2}\left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}\right)\right]$$

$$(b)\ v = \alpha\sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda(d_1 + d_2)}} \qquad \text{当} \quad \frac{v^2\pi}{2} = \varphi, d_1, d_2 >> h, h >> \lambda,$$

$$\Delta = p_1 + p_2 - (d_1 + d_2).$$

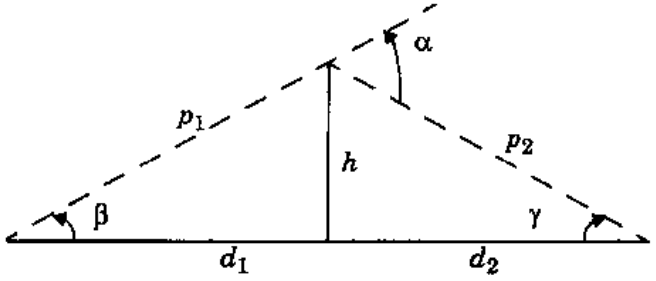


图 P3.9 问题 3.9 的刃形地形

3.10 如果 $P_t = 10\text{W}$，$G_t = 10\text{dB}$，$G_r = 3\text{dB}$ 和 $L = 1\text{dB}$，频率为 900MHz，计算图 P3.10 中刃形地形的接收功率。比较如果阻挡体不存在时，理论上自由空间接收功率。这种情况下，由绕射引起的损耗为多少？

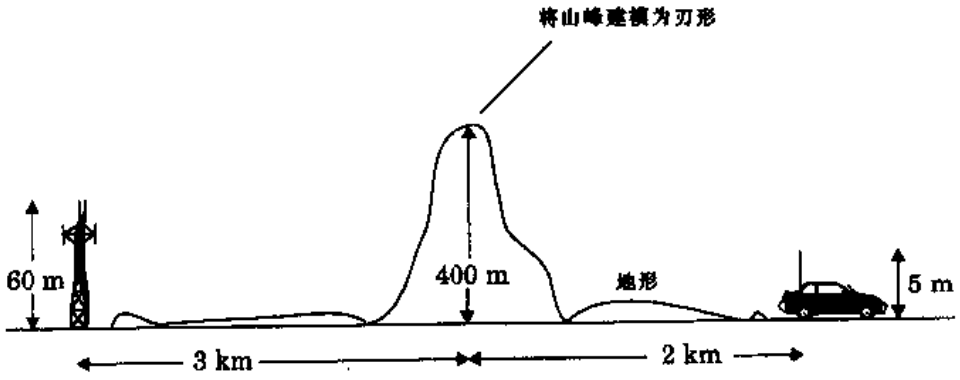


图 P3.10 问题 3.10 的刃形地形

3.11 如果地形和系统其他参数与问题 3.10 保持相同，只是频率发生改变，对于频率为 (a) $f = 50\text{MHz}$ 和 (b) $f = 1900\text{MHz}$ 的情况重复问题 3.10。

3.12 假设在建筑物内进行局部平均信号场强的测试，发现测试数据呈对数正常分布，其均值符合距离的指数函数 $\overline{P_r(d)} \propto d^{-3.5}$。如果距发射机 $d_0 = 1\text{m}$ 处接收信号为 1mW，距离为 10m 处，10% 的测试值高于 -25dBm，求解距离 $d = 10\text{m}$ 处路径损耗模型的标准偏差 σ。

3.13 如果参考距离 $d_0 = 1\text{km}$ 处接收功率为 1mW，求解 2km、5km、10km 和 20km 处的接收功率，分别用下述模型：(a)自由空间；(b) $n = 3$；(c) $n = 4$；(d)精确的双线地面反射模型；(e)扩展 Hata 模型。假定 $f = 1800\text{MHz}$，$h_t = 40\text{m}$，$h_r = 3\text{m}$，$G_t = G_r = 0\text{dB}$。在同一张图中表示出从 1km 到 20km 范围内这些模型的结果。

3.14 如果参考距离 $d_0 = 1\text{km}$ 处接收功率为 1mW，并且 $f = 1800\text{MHz}$，$h_t = 40\text{m}$，$h_r = 3\text{m}$，$G_t = G_r = 0\text{dB}$。计算、比较和画出公式(3.47)精确双线地面反射模型和公式

(3.52)的近似表达。T-R 距离为多少时,两者一致或不一致?在这种蜂窝系统设计中,使用近似表达式代替精确表达式,差值为多少?

3.15 从第一原理中推导公式(3.78)和(3.79),并重新产生图 3.18 的曲线。

3.16 发射功率为 15W,发射天线增益为 12dB。接收天线增益为 3dB,接收带宽为 30kHz。如果接收系统噪声为 8dB,载频为 1800MHz,求解保证 95%的时间 SNR 为 20dB 的 T-R 最大距离。假定 $n=4,\sigma=8\text{dB}$ 和 $d_0=1\text{km}$。

3.17 假定接收机理想的 SNR 为 25dB。如果 900MHz 蜂窝发射机的 EIRP 为 100W,AMPS接收天线增益为 0dB,噪声为 10dB,求解距离 10km 处获得理想的 SNR 的时间百分比为多少。假定 $n=4,\sigma=8\text{dB}$ 和 $d_0=1\text{km}$。

3.18 设计一个计算机程序,使用具有对数正态阴影的 d^n 路径损耗模型,来产生任意数目的传播路径损耗样本。你的程序就是一个无线传播仿真器,输入有 T-R 距离、频率、路径损耗指数、对数正态阴影标准偏差、近地参考距离、预测样本数目。你的程序应检查输入的 T-R 距离等于或大于规定的近地参考距离,并以图形方式给出路径损耗与距离的关系。

对于 5 个不同的 T-R 距离,每一个运行 50 个样本来验证计算程序的准确性,并确定最合适的路径损耗指数和路径损耗指数数据的标准偏差(使用例 3.9 中的技术)。在点图中,找出最佳的路径损耗模型,来说明模型对预测值的适应程度。

3.19 使用在问题 3.18 中开发的计算机仿真程序,开发允许使用者进行特定输入(问题 3.18 描述的,以及发射机和接收机参数,如发射机功率、发射天线增益、接收天线增益、接收带宽和接收噪声)的界面。使用这些额外的输入参数,以及 Q 函数和噪声计算(见附录)的知识,你可以统计地确定任何特定移动通信系统的覆盖电平。程序应包含 Q 函数和误差函数,使你的仿真器能对下列无线设计问题提供答案。

(a)如果使用者指定上述的所有输入参数,以及理想的接收 SNR 和 T-R 距离的特定值。SNR 超过给定值的时间百分比为多少?

(b)如果使用者指定上述的所有输入参数,以及 SNR 超过给定值的时间百分比,T-R 距离的最大值为多少?

(c)如果使用者对于特定 T-R 距离 d,指定 SNR 的百分比(假定在小区的边界),则半径为 d 小区内覆盖百分比为多少?

(d)处理上述(a)~(c)问题,除了使用者指定接收信号电平代替 SNR 的情况外,修正你的仿真器的功能。

3.20 在新的美国 PCS 中,PCS 计划建设带宽为 1850MHz 到 1880MHz(反向链路)和 1930 到 1960(前向链路)。想要使用 DCS 1900 无线设备,DCS 1900 提供类似于 GSM 的服务,每 200kHz 的无线信道使用 TDMA 技术支持 8 个用户。由于 GSM 的数字技术,GSM 使用者确信当路径指数为 4 时,可以使用 4 小区复用。

(a)许可使用的 GSM 信道为多少?

(b)如果每一个 DCS 1900 基站支持最多 64 个无线信道,全负荷情况下基站服务的用户为多少?

(c)如果要覆盖 2500 平方公里的圆形的城市,基站发射机功率为 20W,全向天线的增益为 10dB,确定提供所有城市前向链路的小区数目。假设 4 小区复用,即 $n=$

4,标准偏差为 8dB。同时假设要求的 -90dB 信号电平必须提供每一小区的 90% 覆盖,每一移动用户使用 3dBi 的增益天线,假设 $d_0 = 1\text{km}$。

(d)对于(c)中的答案,给出合适的信道复用策略及每一小区使用的信道。你的策略应包括详细情况,如每一基站使用多少信道? 最近的复用距离为多少? 及如何分配信道等。假定整个城市统一布置,小区间距离相等,并忽略控制信道的影响(所有信道只为声音信道)。

(e)求解(1)小区数;(2)总无线信道数;(3)总用户信道(每个无线信道有 8 个用户信道);总的用户信道等于系统的最大容量,为所有容量同时服务的用户极限。

(f)如果每一基站花费 50 万美元,基站内每一无线信道花费 5 万美元,(e) 中系统的花费为多少?

(g)如果系统(d)设计的阻塞率为 5%,保持该阻塞率所支持的最多使用者数目为多少? 假定基站内每一用户信道与其他信道互为中继。

(h)使用(g)中的答案,一年后需要原始系统建设费的 10%作为重构费用,则每一用户的平均花费为多少?

3.21 给定 7 小区频率复用。B1 小区为目前小区,B2 小区为同频小区,见图 P3.21.1,对于位于小区 B1 中的移动台,求解最小小区半径 R,使得前向链路 C/I 在 99%时间内高于 18dB。假定下面条件:

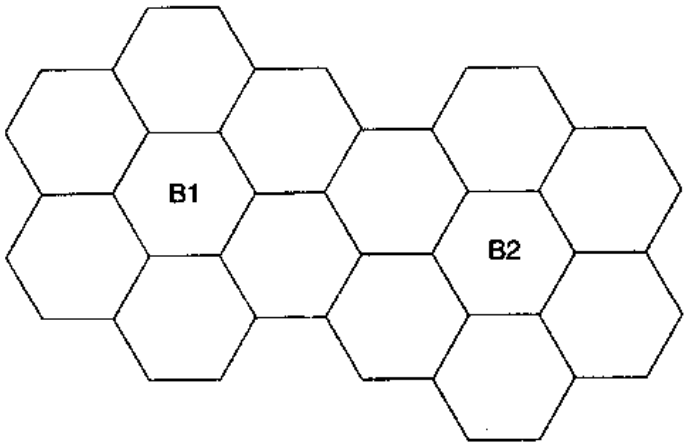


图 P3.21.1 7 小区复用结构

同频干扰仅由 B2 引起。

载频,$f_c = 890\text{MHz}$。

参考距离,$d_0 = 1\text{km}$(假定为自由空间传播)。

假定发射机和接收机均为全向天线,$G_{\text{基站}} = 6\text{dBi}$ $G_{\text{移动台}} = 3\text{dBi}$

发射功率 $p_t = 10\text{W}$(假定各基站功率相等)

移动台和基站 B1 之间的 $PL(\text{dB})$为:

$$\overline{PL}(\text{dB}) = \overline{PL}(d_0) + 10(2.5)\log\left(\frac{d_1}{d_0}\right) - X_\sigma \quad (\sigma = 0\ \text{dB})$$

移动台和基站 B2 之间的 $PL(\text{dB})$为:

$$\overline{PL}(\text{dB}) = \overline{PL}(d_0) + 10(4.0)\log\left(\frac{d_2}{d_0}\right) - X_\sigma \quad (\sigma = 7\ \text{dB})$$

小区边界见图 P3.21.2。

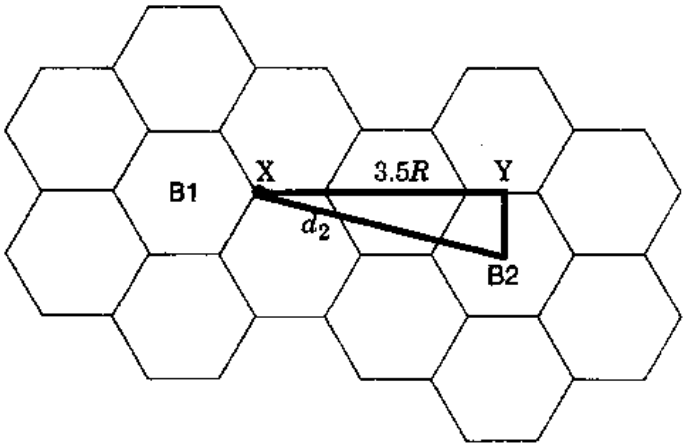


图 P3.21.2　B1 和 B2 之间的同信道干扰图

第 4 章　移动无线电传播:小尺度衰落和多径效应

小尺度衰落或简称衰落,是指无线信号在经过短时间或短距传播后其幅度快速衰落,以致大尺度路径损耗的影响可以忽略不计。这种衰落是由于同一传输信号沿两个或多个路径传播,以微小的时间差到达接收机的信号相互干涉所引起的。这些波称为多径波。接收机天线将它们合成一个幅度和相位都急剧变化的信号,其变化程度取决于多径波的强度、相对传播时间,以及传播信号的带宽。

4.1　小尺度多径传播

无线信道的多径性导致小尺度衰落效应的产生。三个主要效应表现为:

- 经过短距或短时传播后信号强度的急速变化。
- 在不同多径信号上,存在着时变的多普勒频移(Doppler Shifts)引起的随机频率调制。
- 多径传播时延引起的扩展(回音)。

在高楼林立的市区,由于移动天线的高度比周围建筑物矮很多,因而不存在从移动台到基站的视距传播,这就导致了衰落的产生。即使有这样一条视距传播路径存在,由于地面与周围建筑物的反射,多径传播仍会发生。入射电波以不同的传播方向到达,具有不同的传播时延。空间任一点的移动台所收到的信号都由许多平面波组成,它们具有随机分布的幅度、相位和入射角度。这些多径成分被接收机天线按向量合并,从而使接收信号产生衰落失真。即使移动接收机处于静止状态,接收信号也会由于无线信道所处环境中的物体的运动而产生衰落。

如果无线信道中的物体处于静止状态,并且运动只由移动台产生,则衰落只与空间路径有关。此时,当移动台穿过多径区域时,它将信号中的空间变化看作瞬时变化。在空间不同点的多径波的影响下,高速运动的接收机可以在很短时间内经过若干次衰落。更为严重的情况是,接收机可能停留在某个特定的衰落很大的位置上。在这种情况下,尽管可能由行人或车辆改变了场模型,从而打破接收信号长时间维持失效的情况,但要维持良好的通信状态仍非常困难。天线空间分集可以防止极度衰落以至于无效的情况,如第 6 章所述。图 3.1 显示了当接收机在几米内移动时,由于小尺度衰落引起的接收机信号的典型快速变化。

由于移动台与基站的相对运动,每个多径波都经历了明显的频移过程。移动引起的接收机信号频移被称为多普勒频移。它与移动台的运动速度、运动方向,以及接收机多径波的入射角有关。

4.1.1　影响小尺度衰落的因素

无线信道中许多物理因素影响小尺度衰落,包括:

- **多径传播**——信道中反射及反射物的存在,构成了一个不断消耗信号能量的环境,导致信号幅度、相位及时间的变化。这些因素使发射波到达接收机时形成在时间、空间上相互区别的多个无线电波。不同多径成分具有的随机相位和幅度引起信号强度波

动,导致小尺度衰落、信号失真等现象。多径传播常常延长信号基带部分到达接收机所用的时间,由于码间干扰引起信号模糊。

- **移动台的运动速度**——基站与移动台间的相对运动会引起随机频率调制,这是由于多径分量存在的多普勒频移现象。决定多普勒频移是正频移或负频移取决于移动接收机是朝向还是背向基站运动。
- **环境物体的运动速度**——如果无线信道中的物体处于运动状态,就会引起时变的多普勒频移。若环境物体以大于移动台的速度运动,那么这种运动将对小尺度衰落起决定作用。否则,可仅考虑移动台运动速度的影响,而忽略环境物体运动速度的影响。
- **信号的传输带宽**——如果信号的传输带宽比多径信道带宽大得多,接收信号会失真,但本地接收机信号强度不会衰落很多(即小尺度衰落不占主导地位)。以后会看到,信道带宽可用相干带宽量化。这里,相关带宽是一个最大频率差的量度,与信道的特定多径结构有关。在此范围内,不同信号的幅度保持很强的相关性。若传输信号带宽比信道带宽窄,信号幅度就会迅速改变,但信号不会出现时间失真。所以,小尺度信号的强度和短距传输后信号模糊的可能性与多径信道的特定幅度、时延及传输信号的带宽有关。

4.1.2 多普勒频移

当移动台以恒定速率 v 在长度为 d,端点为 X 和 Y 的路径上运动时收到来自远端源 S 发出的信号,如图 4.1 所示。无线电波从源 S 出发,在 X 点与 Y 点分别被移动台接收时所走的路径差为 $\Delta l = d\cos\theta = v\Delta t\cos\theta$。这里 Δt 是移动台从 X 运动到 Y 所需的时间,θ 是 X 和 Y 处与入射波的夹角。由于源端距离很远,可假设 X、Y 处的 θ 是相同的。所以,由路程差造成的接收信号相位变化值为:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda}\cos\theta \tag{4.1}$$

由此可得出频率变化值,即多普勒频移 f_d 为:

$$f_d = \frac{1}{2\pi}\cdot\frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda}\cdot\cos\theta \tag{4.2}$$

由公式(4.2)可看出,多普勒频移与移动台运动速度及移动台运动方向,与无线电波入射方向之间的夹角有关。若移动台朝向入射波方向运动,则多普勒频移为正(即接收频率上升);若移动台背向入射波方向运动,则多普勒频移为负(即接收频率下降)。如 4.7.1 节所述,信号经不同方向传播,其多径分量造成接收机信号的多普勒扩散,因而增加了信号带宽。

例 4.1

若一发射机发射载频为 1850MHz,一辆汽车以每小时 60 英里(60mph)速度运动,计算在以下情况下接收机载波频率:

(a) 汽车沿直线朝向发射机运动

(b) 汽车沿直线背向发射机运动

(c) 汽车运动方向与入射波方向成直角

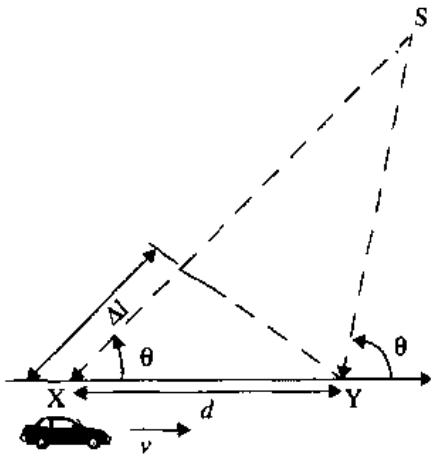


图 4.1　多普勒效应示意图

例 4.1 解

已知，

载频 $f_c = 1850\text{MHz}$

所以，波长 $\lambda = \dfrac{c}{f_c} = \dfrac{3 \times 10^8}{1850 \times 10^6} \approx 0.162\text{m}$

车速 $v = 60\text{mph} = 26.82\text{m/s}$

(a) 汽车沿直线朝向发射机运动时，多普勒频移为正。

由公式(4.2)得：

$$f = f_c + f_d = 1850 \times 10^6 + \frac{26.82}{0.162} = 1850.00016\text{MHz}$$

(b)汽车沿直线背向发射机运动时，多普勒频移为负。

由公式(4.2)得：

$$f = f_c - f_d = 1850 \times 10^6 - \frac{26.82}{0.162} = 1849.999834\text{MHz}$$

(c)汽车运动方向与入射波方向成直角时，

$\theta = 90°, \cos\theta = 0$

所以没有多普勒频移。

接收信号频率与发射频率相同，为 1850MHz。

4.2　一个多径信道的冲激响应模型

移动无线信道的小尺度变化与移动无线信道的冲激响应直接相关。冲激响应是宽带信道的特性，它包含了所有用于模拟和分析信道无线传播的信息，这是因为移动无线信道可建模为一个具有时变冲激响应特性的线性滤波器，其中的时变是由于接收机的空间运动所引起的。信道的滤波特性以任一时刻到达的多径波为基础，其幅度与时延之和影响信道滤波。冲激响应是信道的一个有用特性，可用于预测和比较不同移动通信系统的性能，以及某一特定移动信道条件下的传播带宽。

为说明移动无线信道可建模为一个具有时变冲激响应特性的线形滤波器，可以考察一个时变的严格由接收机空间运动所引起的例子，如图 4.2 所示。

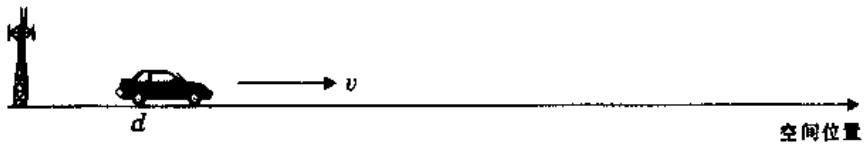


图 4.2　作为时间和空间的函数的移动无线信道

在图 4.2 中，移动台以某一恒定速率 v 向一固定位置 d 运动。发射机与移动台之间的信道可建模为一个线性时不变系统。然而，由于移动台空间位置的变化引起不同多径波有不同传播时延，线性时不变信道的冲激响应就成了移动台位置的函数，即信道冲激响应为 $h(d,t)$。令 $x(t)$ 表示传输信号，则位置 d 处的接收信号 $y(d,t)$ 可表示为 $x(t)$ 与 $h(d,t)$ 的卷积。

$$y(d,t) = x(t) \otimes h(d,t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(d,t-\tau)d\tau \tag{4.3}$$

对一个因果系统而言，当 $t<0$ 时 $h(d,t)=0$，所以式(4.3)简化为：

$$y(d,t) = \int_{-\infty}^{t} x(\tau)h(d,t-\tau)d\tau \tag{4.4}$$

因为移动台以恒定速率 v 运动，所以其位置为：

$$d = vt \tag{4.5}$$

将(4.5)代入式(4.4)中得：

$$y(vt,t) = \int_{-\infty}^{t} x(\tau)h(vt,t-\tau)d\tau \tag{4.6}$$

因为 v 为常数，$v(vt,t)$ 仅为 t 的函数，所以式(4.6)可表示为：

$$y(t) = \int_{-\infty}^{t} x(\tau)h(vt,t-\tau)d\tau = x(t) \otimes h(vt,t) = x(t) \otimes h(d,t) \tag{4.7}$$

由式(4.7)可明显看出，移动无线信道可建模为一个线性时变信道，随时间和距离的改变而改变。

因为在短时或短距情况下，v 可看作恒定值，则可令 $x(t)$ 表示所传播的带通信号波形，$y(t)$ 表示接收波形，$h(t,\tau)$ 表示时变多径无线信道的冲激响应。冲激响应 $h(t,\tau)$ 完全描述了信道特性，即是 t 和 τ 的函数。其中变量 t 代表运动产生的时间变化，τ 代表在一特定 t 值下信道的多径时延，也可以认为 τ 是时间的增量。接收信号 $y(t)$ 可表示为发送信号 $x(t)$ 与信道冲激响应的卷积(见图 4.3(a))。

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t,\tau)d\tau = x(t) \otimes h(t,\tau) \tag{4.8}$$

假设多径信道具有有限带宽，则 $h(t,\tau)$ 可等效于一个复数基带冲激响应 $h_b(t,\tau)$，它的输入输出端是发送与接收信号的复数形式(见图 4.3(b))。即：

$$r(t) = c(t) \otimes \frac{1}{2} h_b(t,\tau) \tag{4.9}$$

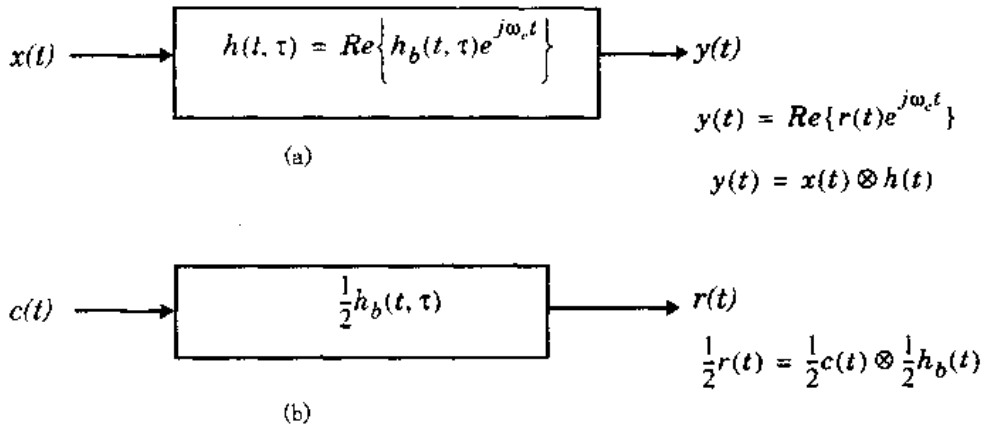


图 4.3 (a) 带通信道的冲激响应模型;(b) 基带的等效信道冲激响应模型

式(4.9)中,$c(t)$、$r(t)$是 $x(t)$、$y(t)$的复数形式,定义为:

$$x(t) = Re\{c(t)\exp(j2\pi fct)\} \tag{4.10}$$

$$y(t) = Re\{r(t)\exp(j2\pi fct)\} \tag{4.11}$$

式(4.9)中,常数因子 1/2 是由复包络的性质所决定,用来在基带上表示带通无线系统。低通特性滤去了载频所带来的高频成份,使信号易于处理和分析。Couch[Cou93]指出带通信号的平均能量$\overline{x^2(t)}$等于$\frac{1}{2}\overline{|c(t)|^2}$。其中,上面的横线表示对信号进行总体平均。

将冲激响应的多径时延 τ 离散化为相同的时延段,称作附加时延段。每段时延宽度均等于 $\tau_{i+1} - \tau_i$,其中 τ_0 等于 0,表示接收机第一次收到的信号。令 $i = 0$,则 $\tau_1 - \tau_0$ 等于 $\Delta\tau$ 的时延宽度。规定 $\tau_0 = 0$,$\tau_1 = \Delta\tau$,$\tau_i = i\Delta\tau$,从 $i = 0$ 到 $N - 1$。N 表示空间间隔相等的多径分量的最大数目,其中包括第一次到达的分量。第 i 段内收到的多径信号表示多径信号分离出的具有时延 τ_i 的信号。这种量化为时延段的技术确定了信道模型时延的精确度,模型中频率间隔为 $1/(2\ \Delta\tau)$。换言之,该模型可用于分析带宽小于 $1/(2\ \Delta\tau)$的传输信号。注意 $\tau_0 = 0$ 是第一次到达的多径分量的附加时延,同时忽略了发送与接收间的传输时延。附加时延是第 i 次多径分量与第一次到达的分量相比而言的相对时延,表示为 τ_i。信道最大附加时延表示为 $N\Delta\tau$。

多径信道的接收信号由许多被减弱、有时延、有相移的传输信号组成,其基带冲激响应模型可表示为:

$$h_b(t,\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t,\tau)\exp[j(2\pi f_c\tau_i(t) + \varphi_i(t,\tau))]\delta(\tau - \tau_i(t)) \tag{4.12}$$

其中,$a_i(t,\tau)$、$\tau_i(t)$分别为在 t 时刻第 i 个多径分量的实际幅度和附加时延[Tur72]。式(4.12)中 $2\pi f_i\tau_i(t) + \varphi_i(t,\tau)$表示第 i 个多径分量在自由空间传播造成的相移,再加上在信道中的附加相移。一般来说,相位仅用一个变量 $\theta_i(t,\tau)$来表示,该变量包含了在第 i 个附加时延内一个多径分量所有的相移。注意,因为 $a_i(t,\tau)$可以为 0,所以在某些时刻 t 和时延 τ_i,附加时延段可能没有多径情况。在式(4.12)中,N 是多径分量可能取值的总数;$\delta(\cdot)$是单

位冲激函数，它决定在时刻 t 与附加时延 τ_i 有分量存在的多径段数。图 4.4 例示了 $h_b(t,\tau)$ 的不同状态，其中 t 变化方向是指向纸面，时延单位量化宽为 $\Delta\tau$。

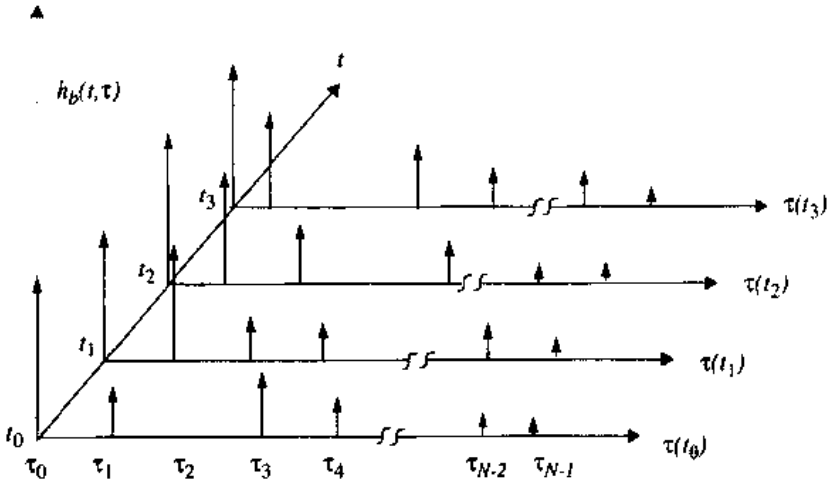


图 4.4 多径无线信道的时变离散冲激响应模型

如果假设信道冲激响应具有时不变性，或至少在一小段时间间隔或距离具有不变性，则信道冲激响应模型可简化为：

$$h_b(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(-j\theta_i)\delta(\tau - \tau_i) \tag{4.13}$$

当测量或预测 $h_b(\tau)$时，发送端采用一个近似等于 δ 函数的测试脉冲 $p(t)$，即：

$$p(t) \approx \delta(t - \tau) \tag{4.14}$$

该脉冲用于测量信道的 $h_b(\tau)$。

对小尺度信道建模时，采用基于本地的 $|h_b(t,\tau)|^2$ 平均值来求解信道的功率延迟分布。在不同地方采用 $|h_b(t,\tau)|^2$ 测试，就可以得到一个功率延迟分布的综合结果，其中每个结果都代表了一种可能的小尺度多径信道的状态[Rap91a]。

Cox[cox72]、[cox75]指出，若 $p(t)$持续时间比多径信道冲激响应小得多，接收信号 $r(t)$就无需作卷积的反变换来求出多径信号相对强度。本地功率延迟分布表示为：

$$P(t;\tau) \approx k|h_b(t;\tau)|^2 \tag{4.15}$$

在本地范围(小尺度范围)，对 $|h_b(t,\tau)|^2$ 求平均来产生一个时不变多径功率延迟分布。式(4.15)中的增益 k 将测试脉冲 $p(t)$的发送功率与接收机多径延迟分布总功率联系起来。

4.2.1 带宽与接收功率之间的关系

在实际的无线通信系统中，采用信道测量技术来测出多径信道的冲激响应。考虑在两种极端情况下的信道测量技术，以此为例说明，在相同多径信道中具有不同带宽的两种信号，具有完全不同的小尺度衰落。

考虑一个有规律的无线信号，为：

$$X(t) = \mathrm{Re}|p(t)\exp(j2(f_c t)|$$

其中，$p(t)$表示具有很窄带宽 T_{bb}的重复基带脉冲序列，T_{REP}是重复周期，远大于信道中

附加时延 τ_{max}的最大测量值。令

$$P(t) = 2\sqrt{\tau_{max}/T_{bb}} \qquad 0 \leqslant t \leqslant T_{bb}$$

低通信道的输出 $r(t)$非常近似于冲激响应 $h_b(\tau)$,表示为:

$$r(t) = \frac{1}{2}\sum_{i=0}^{N-1} a_i(\exp(-j\theta_i)) \cdot p(t-\tau_i) \tag{4.16}$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(-j\theta_i) \cdot \sqrt{\frac{\tau_{max}}{T_{bb}}} \mathrm{rect}\left[t - \frac{T_{bb}}{2} - \tau_i\right]$$

为确定某一时刻 t_0 的接收功率,必须测出功率 $|r(t_0)|^2$。$|r(t_0)|^2$ 值称为信道的瞬时多径功率延迟分布,其值等于多径时延除以 τ_{max}时间内所接收的能量。应用公式(4.16)得:

$$|r(t_0)|^2 = \frac{1}{\tau_{max}}\int_0^{\tau_{max}} r(t) \times r^*(t)\,dt \tag{4.17}$$

$$= \frac{1}{\tau_{max}}\int_0^{\tau_{max}} \frac{1}{4}\mathrm{Re}\left\{\sum_{j=0}^{N-1}\sum_{i=0}^{N-1} a_j(t_0)a_i(t_0)p(t-\tau_j)p(t-\tau_i)\exp(-j(\theta_j-\theta_i))\right\}dt$$

注意,如果所有多径分量都由测试脉冲 $p(t)$确定,则对所有 $j \neq i$ 均有 $|\tau_j - \tau_i| > T_{bb}$,并且:

$$|r(t_0)|^2 = \frac{1}{\tau_{max}}\int_0^{\tau_{max}} \frac{1}{4}\left(\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0)p^2(t-\tau_k)\right)dt \tag{4.18}$$

$$= \frac{1}{\tau_{max}}\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0)\int_0^{\tau_{max}}\left\{\sqrt{\frac{\tau_{max}}{T_{bb}}}\mathrm{rect}\left[t - \frac{T_{bb}}{2} - \tau_k\right]\right\}^2 dt$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0)$$

对带宽测量信号 $p(t)$,T_{bb}比信道中多径分量的时延小。式(4.18)表明,接收总功率仅与多径分量各自的功率总和有关,用测量脉冲的宽度与幅度之比,以及信道的最大观测附加时延来量度。假设多径分量接收的功率构成了一个随机过程,其中各分量有随机分布的幅度和相位,则可从式(4.17)得出测量宽带波形的平均小尺度接收功率为:

$$E_{a,\theta}[P_{WB}] = E_{a,\theta}\left[\sum_{i=0}^{N-1}|a_i\exp(j\theta_i)|^2\right] \approx \sum_{i=0}^{N-1}\overline{a_i^2} \tag{4.19}$$

式(4.19)中,$E_{a,\theta}[\cdot]$表示 a_i、θ_i 所有可能值的总体平均,所有上横线表示本地范围内用多径测量设备测出的测量值的样本平均值。由式(4.18)和式(4.19)可得出一个有用的结果,即若传输信号能分离出多个路径,则小尺度接收功率就是各多径分量接收功率之和。实际上,本地范围内各个多径分量的幅度不会有大的起伏。

现在,考虑一个连续波(CW)信号取代脉冲信号,其传输信道与脉冲信号相同,令复包络为 $c(t)=2$,则瞬时接收信号复数形式表示为:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t,\tau)) \tag{4.20}$$

瞬时功率为：

$$|r(t)|^2 = \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t,\tau)) \right|^2 \tag{4.21}$$

当接收机在本地范围移动，信道随之改变，接收信号强度就会随 a_i 与 θ_i 的起伏变化而变化。如前所述，在本地范围内 a_i 几乎不变，但 θ_i 会由于空间传播距离的改变而大幅度变化，导致 $r(t)$ 随接收机短距离运动(波长的数量级)而发生很大起伏。也就是说，由于 $r(t)$ 是多径分量的和，多径分量的瞬时相位变化就会导致 CW 信号的大幅度变化，这是 CW 信号小尺度衰落的特性。本地范围内平均接收功率为：

$$E_{a,\theta}[P_{CW}] = E_{a,\theta}\left[\left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i) \right|^2 \right] \tag{4.22}$$

$$E_{a,\theta}[P_{CW}] \approx \overline{[(a_0 e^{j\theta_0} + a_1 e^{j\theta_1} + \ldots + a_{N-1} e^{j\theta_{N-1}}) \times (a_0 e^{-j\theta_0} + a_1 e^{-j\theta_1} + \ldots + a_{N-1} e^{-j\theta_{N-1}})]} \tag{4.23}$$

$$E_{a,\theta}[P_{CW}] \approx \sum_{i=0}^{N-1} \overline{a_i^2} + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{i,j \neq i}^{N-1} r_{ij} \overline{\cos(\theta_i - \theta_j)} \tag{4.24}$$

其中，r_{ij} 是路径幅度相关系数，定义为：

$$r_{ij} = E_a[a_i a_j] \tag{4.25}$$

式中上横线表示本地范围内移动接收机 CW 测量值的时间平均[Rap89]。注意，当 $\overline{\cos(\theta_i - \theta_j)} = 0$ 和(或) $r_{ij} = 0$，则本地范围内 CW 信号的平均功率等于宽带信号的平均接收功率。这可从对比式(4.19)和式(4.24)看出。这种情况出现在多径信号相位分布在[0,2π]间，或者是路径幅度互不相关。独立均匀分布的假设是合理的，其原因在于波长不同的多径分量经历了不同长度的路径才到达接收机，其相位可能是随机的。若由于某种理由相位不独立，而路径具有互不相关的幅度，则宽带平均功率仍等于 CW 信号的平均功率。然而，若路径的相位相互依赖，幅度可能相关，则影响路径相位的因素也同样影响幅度。这种情况不太可能发生在无线移动系统的传输频率上。

由此可见，本地范围接收的宽带及窄带信号的总平均功率是相等的。当传输信号带宽远大于信道带宽时，多径结构在任何时刻都可被接收机分离。但是，若传输信号带宽很窄(例如，基带信号的持续时间比信道附加时延大很多)，那么多径不能被接收机分离。许多未分离的多径分量的相移，会导致大幅度信号起伏(衰落)。

图 4.5 示例了在室内同时用 $T_{bb} = 10$ns 的宽带测量脉冲与 CW 发射信号进行的无线信道测试，载频为 4GHz。可以看出，测量距离大于 5λ 时，两种接收信号的本地平均接收功率实际上几乎相同，CW 信号经历了快衰落，而宽带信号几乎不变。

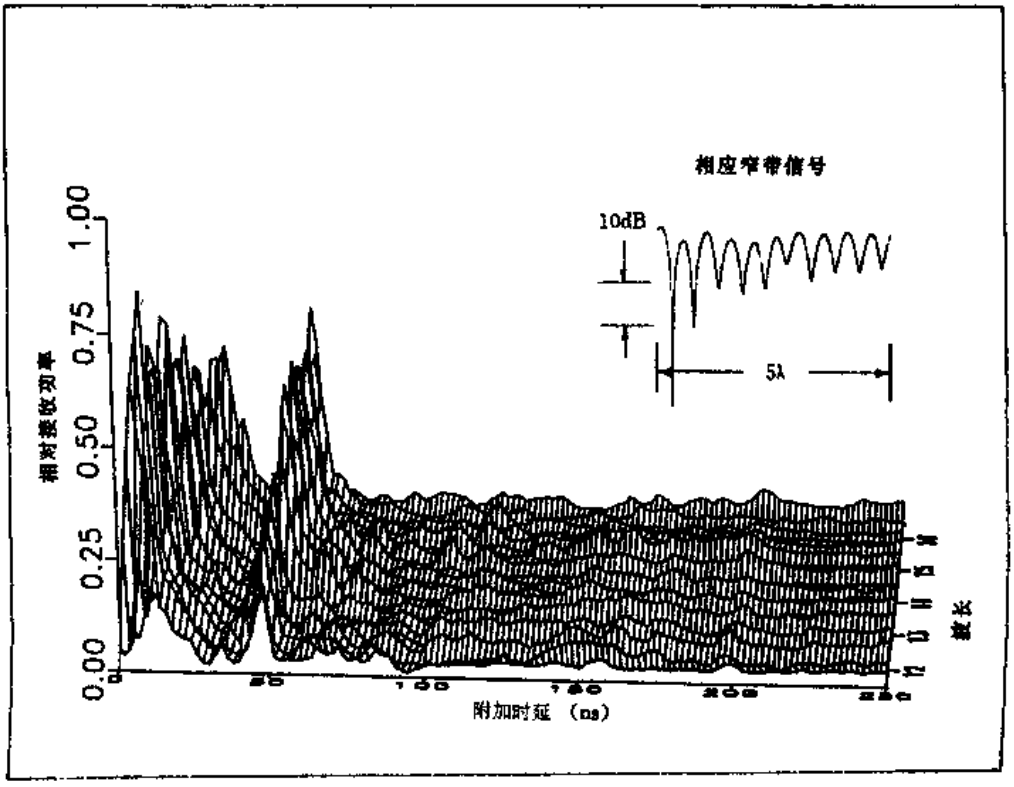


图 4.5 在建筑物内对宽带和窄带接收信号进行的测试图。测试路径大于 5λ(0.375m),载频为 4GHZ。宽带功率可看作功率延迟分布区域的功率,由式(4.19)计算而来

例 4.2

假设用离散信道冲激响应作为市区无线信道与微蜂窝信道的模型,其最大附加时延分别为 100μs 和 4μs。若多径时延段改为 64,求出在 SMRCIM 统计模型中,两种信道的(a)$\Delta\tau$;(b)可精确表示的最大带宽。用室内信道模型重复此实验,最大附加时延均为 500ns,对 SIRCIM 室内统计模型重复上一问题。SIRCIM 与 SMRCIM 在 4.7.6 节中阐述,它们均基于式(4.12)。

例 4.2 解

信道模型最大附加时延为 $\tau_N = N\Delta\tau$

对市区无线信道模型而言,因为 $\tau_N = 100\mu s$, $N = 64$,可知:

$$\Delta\tau = \tau_N / N = 1.5625\mu s$$

所以 SMRCIM 模型准确表示的最大带宽为:

$$1/(2\Delta\tau) = 1/(2(1.5625\mu s)) = 0.32\text{MHz}$$

对 SMRCIM 市区微蜂窝系统模型而言,$\tau_N = 4\mu s$, $\Delta\tau = \tau_N / N = 62.5\text{ns}$

所以最大带宽为:

$$1/(2\Delta\tau) = 1/(2(62.5\text{ns})) = 8\text{MHz}$$

同理,对室内模型:$\Delta\tau = \tau_N / N = 500 \times 10^{-9}/64 = 7.8125\text{ns}$

其最大带宽为:

$$1/(2\Delta\tau) = 1/(2(7.8125\text{ns})) = 64\text{MHz}$$

例 4.3

假设以 10m/s 的速度运动的移动台收到载频为 1000MHz 的两个多径分量，第一个多径分量在 $\tau = 0$ 时刻到达，初始相位为 0°，功率为 −70dBm；第二个多径分量在 $\tau = 1\mu s$ 时刻到达，其相位也为 0°，功率比第一个多径分量降低了 3dB。若移动台朝向第一个多径分量入射方向，且背向第二个多径分量入射方向运动，试计算在 0 秒至 0.5 秒间，以 0.1 秒为间隔的每一个时刻瞬时窄带功率；比较各间隔内的平均窄带功率；比较各间隔内窄带与宽带平均接收功率。

例 4.3 解

已知 $v = 10\text{m/s}$，则 0.1s 间隔运动距离为 1m。载频已知为 1000MHz，信号波长为：

$\lambda = c/f = 3 \times 10^8/1000 \times 10^6 = 0.3\text{m}$。

由式(4.21)可算出瞬时窄带功率。

题中 −70dBm = 100pW，在 $t = 0$ 时刻两个多径分量的相位均为 0°，所以瞬时窄带功率为：

$$|r(t)|^2 = \left|\sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t,\tau)\right|^2$$

$$= \left|\sqrt{100\text{pW}} \times \exp(0) + \sqrt{50\text{pW}} \times \exp(0)\right|^2 = 291\text{pW}$$

当移动台运动时，两个多径分量的相位变化相反。

在 $t = 0.1$ 秒时，第一个多径分量的相位为：

$$\theta_i = \frac{2\pi d}{\lambda} = \frac{2\pi vt}{\lambda} = \frac{2\pi \times 10(\text{m/s}) \times 0.1\text{s}}{0.3\text{m}}$$

$$= 20.94\text{rad} = 2.09\text{rad} = 120°$$

因为移动台朝向第一个分量入射方向而背离第二个分量，所以 θ_1 为正，θ_2 为负。

在 $t = 0.1$ 秒时，$\theta_1 = 120°$ $\theta_2 = -120°$，瞬时功率为：

$$|r(t)|^2 = \left|\sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t,\tau)\right|^2$$

$$= \left|\sqrt{100\text{pW}} \times \exp(j120°) + \sqrt{50\text{pW}} \times \exp(-j120°)\right|^2$$

$$= 78.2\text{pW}$$

同理，在 $t = 0.2$ 秒时，$\theta_1 = 240°$ $\theta_2 = -240°$，瞬时功率为：

$$|r(t)|^2 = \left|\sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t,\tau)\right|^2$$

$$= \left|\sqrt{100\text{pW}} \times \exp(j240°) = \sqrt{50\text{pW}} \times \exp(-j240°)\right|^2 = 81.5\text{pW}$$

在 $t = 0.3$ 秒时，$\theta_1 = 360° = 0°$，$\theta_2 = -360° = 0°$，瞬时功率为：

$$|r(t)|^2 = \left|\sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t,\tau)\right|^2$$

$$= \left| \sqrt{100\text{pW}} \times \exp(j360°) + \sqrt{50\text{pW}} \times \exp(-j360°) \right|^2 = 291\text{pW}$$

同理可推出：

$t = 0.4$ 秒，$|r(t)|^2 = 78.2\text{pW}$

$t = 0.5$ 秒，$|r(t)|^2 = 81.5\text{pW}$

平均窄带功率为：

$$\frac{(2)(291) + (2)(78.2) + (2)(81.5)}{6}\text{pW} = 150.233\text{pW}$$

由式(4.19)可得宽带功率：

$$E_{a,\theta}[P_{W,B}] = E_{a,\theta}\left[\sum_{i=0}^{N-1} |a_i \exp(j\theta_i)|^2\right] \approx \sum_{i=0}^{N-1} \overline{a_i^2}$$

$$E_{a,\theta}[P_{W,B}] = 100\text{pW} + 50\text{pW} = 150\text{pW}$$

由上可知：当运动时间超过 5 秒(或距离超过 5 米)，宽带与窄带接收功率实际相同。所不同的是观察时间间隔内 CW 信号有衰减而宽带信号保持恒定不变。

4.3 小尺度多径测量

由于多径结构在决定小尺度衰落效应方面的重要性，在进行传播测量时采用了许多宽带信道测量技术。这些技术包括直接脉冲测量、扩频滑动相关器信道测量，以及频域信道测量。

4.3.1 直接射频脉冲系统

使用直接射频脉冲系统是一种简单的信道测量方式(见图 4.6)。这种技术使工程师能快速测出信道的功率延迟分布，如 Rapport 和 Seidel 在 [Rap89]、[Rap90]中给出的例子。该方

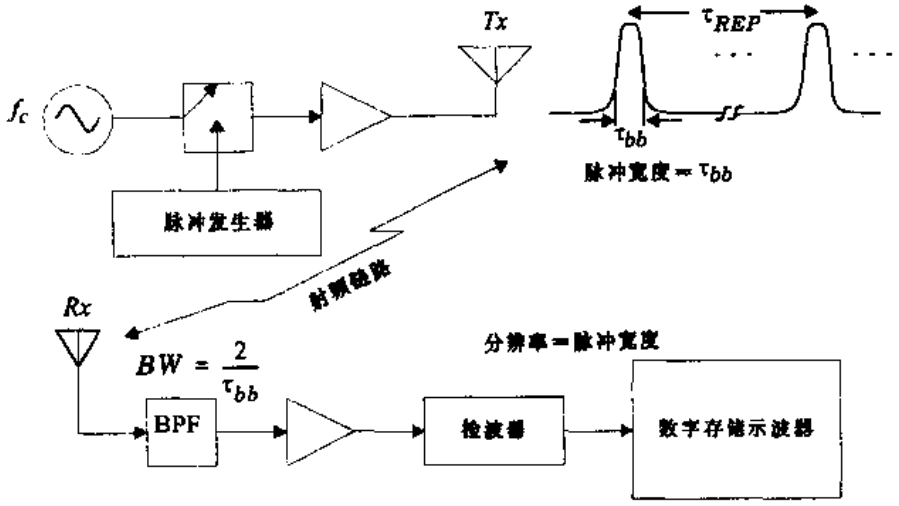


图 4.6 直接射频信道冲激响应测量系统

法从本质上讲，就是用一个宽带脉冲型双静态雷达，重复发送脉宽为 τ_{bb} 秒的脉冲，接收机采用一个带通型滤波器(带宽等于 $2/\tau_{bb}$ Hz)接收信号，由包络检波器检测后进行放大，并存储和显

示在一个高速示波器上。这种方法可直接得到信道冲激响应与探测脉冲卷积结果的平方值(见式(4.17))。若示波器设置为平均模式,则该系统能提供本地功率延迟分布。该系统另一优点在于它比较简单,这主要是由于可以使用现成的商用设备。

多径分量间最小的可分离时延应等于探测脉冲宽度 τ_{bb}。该系统主要问题在于它受干扰与噪声影响严重,这是由进行多径时间分离所需的宽带滤波器引起的。而且,该脉冲系统依赖于第一个到达信号触发示波器的能力。如果第一个到达脉冲受到了阻塞或衰落,信号将会发生严重衰落,系统将可能不会被正确触发。另一个不足之处在于使用的包络检波器,系统收不到多径分量各自的相位。但是相关检测器弥补了这一不足,它可以在该系统中检测到多径信号的相位值。

4.3.2 扩频滑动相关器信道检测

扩频信道检测系统基本框图如图 4.7 所示。该系统的优点是,尽管所探测的信号可能为宽带信号,接收机仍可以用一个宽带混频器加一个窄带接收机来检测发送信号。与直接射频脉冲系统相比,这种检测系统提高了系统的动态范围。

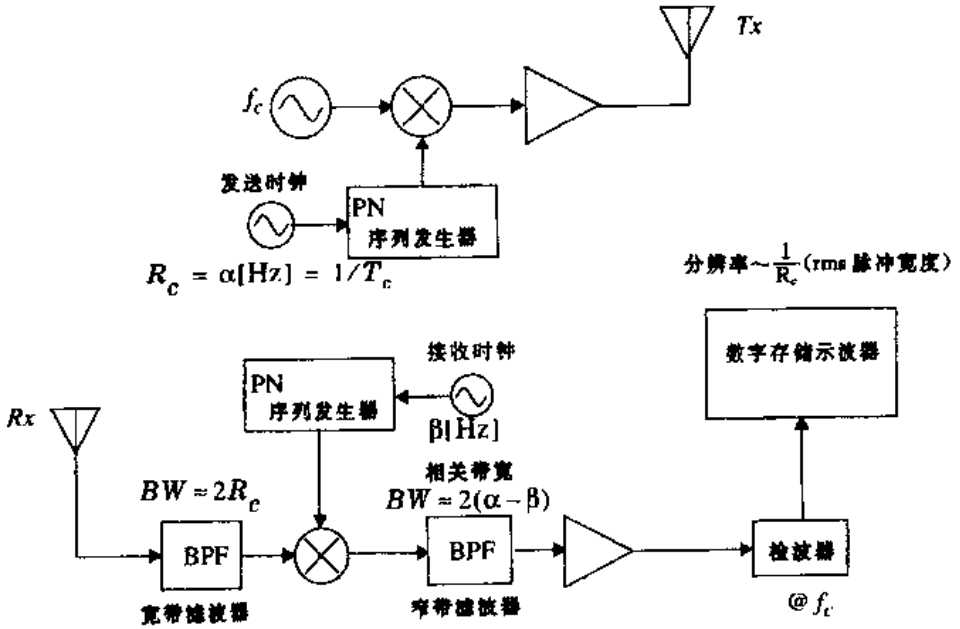


图 4.7 扩频信道冲激响应检测系统

在扩频信道检测器中,载频信号与一伪噪声序列(PN)混频来扩展频谱。增大带宽,该伪噪声序列码元间隔为 T_c,码元速率为 $R_c = 1/T_c$Hz。[Dix84]给出了发送扩频信号的功率谱包络值为:

$$S(f) = \left[\frac{\sin\pi(f-f_c)T_c}{\pi(f-f_c)T_c}\right]^2 \tag{4.26}$$

零到零带宽为:

$$BW = 2R_c \tag{4.27}$$

接收机接收、过滤扩频信号，并采用与发端相同的 PN 序列发生器解扩。尽管两端 PN 序列相同，发端的码片时钟仍略快于接收机时钟。用滑动相关器将码片序列混合[Dix84]。当码片时钟快的 PN 码与慢的 PN 码片对齐时，两种码片序列实际上排列是相同的，而给出最大的相关值。当两种序列没有最大相关时，可将到达接收机的扩频信号与异步接收机码片序列混合，这样可以将到达信号的带宽至少扩展到接受机参考 PN 序列的带宽。采用这种方法，相关器后的窄带滤波器能够去除几乎全部的入射信号功率。这就是扩频接收机在实现处理增益和去除带通干扰方面与直接射频脉冲检测系统不同的机理。

处理增益(PG)如下：

$$PG = \frac{2R_c}{R_{bb}} = \frac{2\tau_{bb}}{T_c} = \frac{(S/N)_{out}}{(S/N)_{in}} \tag{4.28}$$

其中，$\tau_{bb} = 1/R_{bb}$，是基带信号持续时间。在滑动相关器信道检测的情况下，基带信号频率等于发射机与接收机 PN 序列时钟的频移。

当到达信号与接收机序列相关时，信号解扩后，进行包络检测，并在示波器上显示出来。由于不同多径到达有不同的时延，它们在不同时刻与 PN 序列达到最大相关。不同多径成分的能量基于它们的时延通过相关器。所以，经过包络检波器，信道冲激响应与信号单个脉冲卷积的结果将显示在示波器上。Cox[Cox72]首次将这种方法用于郊区室外环境的信道冲激响应测试，载频为 910MHz。Devasirvatham[Dev86]、[Dev90a]则成功的用直接序列扩频信道检测器在办公室和住宅楼测得多径分量的时延扩展与信号电平，载频为 850MHz。Bbultitude[Bul89]将这项技术用于室内和微蜂窝信道检测，Landron[Lan92]也做了同样的工作。

在具有滑动相关性的扩频系统中，多径分量的时间间隔($\Delta\tau$)为：

$$\Delta\tau = 2T_c = \frac{2}{R_c} \tag{4.29}$$

换言之，系统可将时间间隔等于或大于 $2T_c$ 的两个多径分量分离出来。实际应用中，时间间隔小于 $2T_c$ 的多径成分也可被分离出来，因为 rms(均方根)脉冲宽度数量级与 T_c 相同，比三角形相关脉冲的绝对带宽小。

滑动相关过程给出等时间测量，两序列具有最大相关性时进行新的测量。最大相关的时间(T)可通过式(4.30)计算：

$$\Delta T = T_c\gamma l = \frac{\gamma l}{R_c} \tag{4.30}$$

其中 T_c = 码元间隔(s)

R_c = 码元速率(Hz)

γ = 滑动因子(无量纲)

l = 序列长度(码片)

滑动因子定义为发射机码元时钟率与接收机端码元时钟率之比，表示为：

$$\gamma = \frac{\alpha}{\alpha - \beta} \tag{4.31}$$

其中　α = 发射机码元时钟率(Hz)

β = 接收机码元时钟率(Hz)

对最大长度 PN 序列而言,序列长度为:

$$l = 2^n - 1 \tag{4.32}$$

其中,N 指序列发生器中移位寄存器的数目。

由于到达的扩频信号与接收机端速率慢一些的 PN 序列相混合,信号实质上被解扩为低频窄带信号。换言之,两种码片彼此滑动的相对速率即为送到示波器的信息速率。窄带信号经过窄带滤波器,滤除了大部分带通型的噪声与干扰。通过一个窄带滤波器($BW = 2(\alpha - \beta)$),就可以实现式(4.28)的处理增益。

等时测量以多径分量显示在示波器上的相对时间为参考。使用滑动相关器时,示波器上的观测时间范围与实际传播时间有关,关系如下:

$$\text{实际传播时间} = \frac{\text{示波器观测时间}}{\gamma} \tag{4.33}$$

上式是由于滑动相关器的相对信息速率造成的。例如,式(4.30)中的 T_c 就是示波器上测得的观测时间而不是实际传播时间。这种时间扩张效应之所以发生在滑动相关器系统中,是由于滑动相关器实际上增大了传播时延。

需要注意的是,必须确认序列长度的时间间隔应大于传播时延。PN 序列间隔为:

$$\tau_{PNseq} = T_c l \tag{4.34}$$

序列间隔给出了到达的多径信号分量最大可能范围的估计值。该范围可由光速乘以式(4.34)中的 τ_{PNseq} 得到。

扩频信道检测系统具有许多优点。其中重要的扩频调制特性之一就是能够滤除带通干扰,以及提高给定发射功率的覆盖范围。滑动相关器的灵敏度可通改变动因子及后相关滤波器带宽进行调整。而且,由于扩频系统具有的处理增益,其所需发射功率比直接脉冲系统要低。与直接脉冲系统相比,扩频系统的缺点在于其测量不是实时的,功率延迟分布的测量时间依赖于系统参数及测量目的,有时也许会过长。该系统的另一个不足之处在于使用非相干探测器将检测不到多径分量的各自相位,即使采用相干检测器,扩频信号的扫描时间也会导致很大时延,以至具有不同时延的多径分量的相位在不同时刻被检测,而在此期间信道或许已经发生了变化。

4.3.3 频域信道探测

由于频域与时域存在着对应关系,在频域内测量信道冲激响应是完全可能的。图 4.8 示意了一个用于探测信道冲激响应的频域探测器,一台矢量网络测试仪控制一台频率扫描仪,同时 S 参数测试仪用于检测信道的频率响应。扫描仪通过阶梯式的离散频率扫描一个特定频带(基于载波)。这些阶梯式频率的数量和间隔影响冲激响应测试中的时间分辨率。对每个频率台阶,S 参数测试仪从端口 1 发送一个已知信号,监视器从端口 2 接收信号电平。分析仪分析这些信号电平,在测试频率范围内分析出信道的复数响应(即发送的 $S_{21}(\omega)$)。这里响应是信道冲激响应的频域表达式。通过离散傅里叶反变换(IDFT)转换为时域表示形式,给出冲激响

应的带限形式。理论上,这种技术可以间接提供时域的幅度和相位信息。但实际上,这种系统需要收发端有精确时间定位及严格同步,使用范围仅限于近距离测量(如室内信道测量)。该系统另一个局限性在于测试的非实时性,对于时变信道,频率响应变化非常快,用此方法会得到错误的冲激响应。针对上述不足,必须采用快扫描,使总的扫描频率响应测试间隔尽可能短。可以通过减少频率台阶的方法来实现快扫描,但同时又牺牲了时域的时间分辨率及附加时延范围,Pahlavan[pah95]和 Zaghlon[Zag91a]、[Zag91b]等人已成功的将这种扫描频率系统用于室内传播的研究。

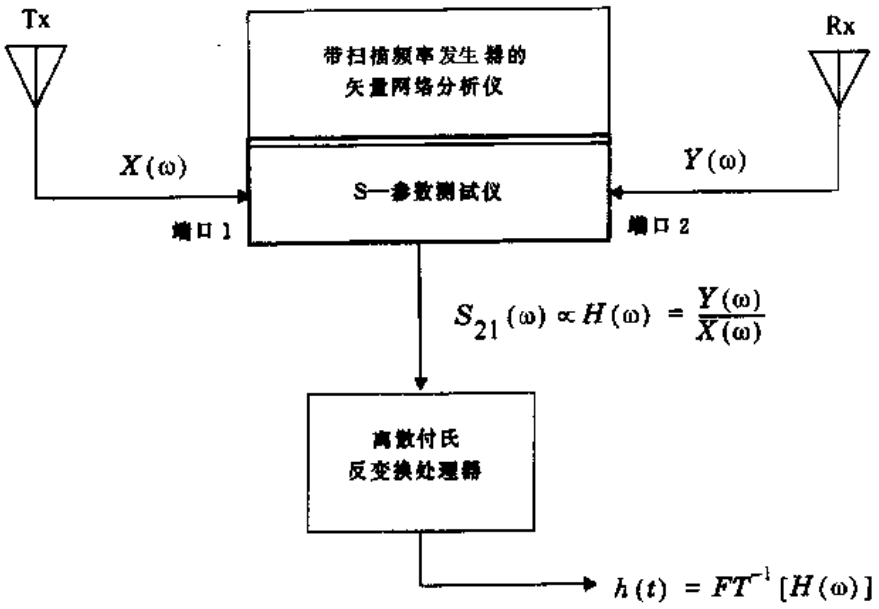


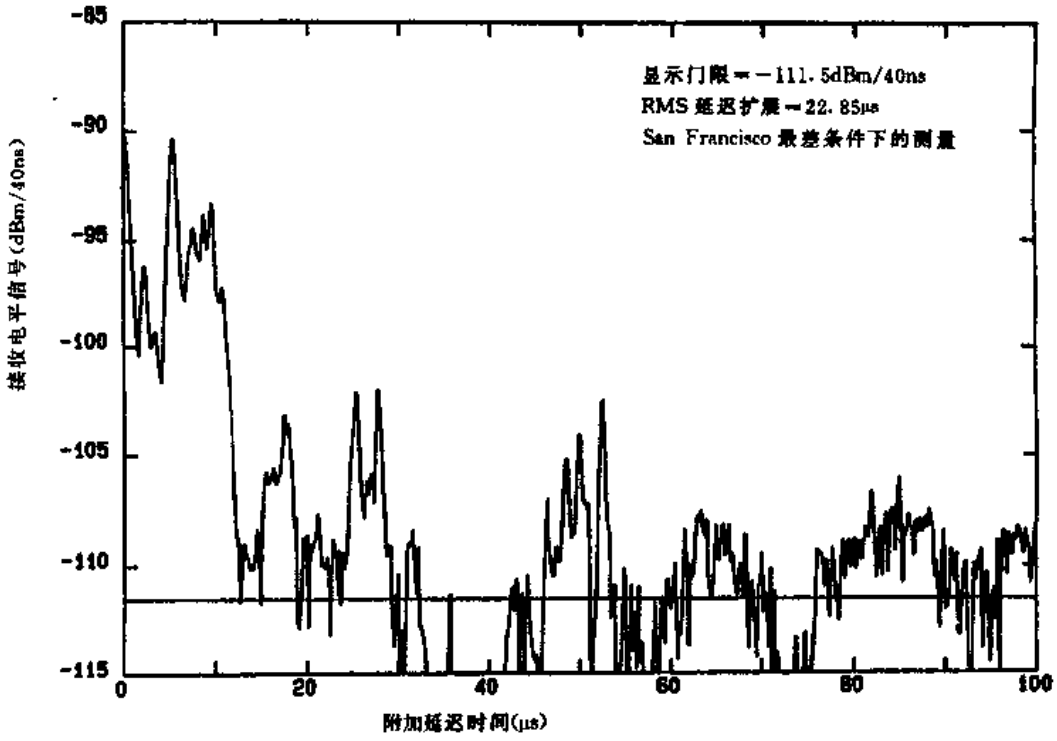
图 4.8 频域信道冲激响应测试系统

4.4 移动多径信道的参数

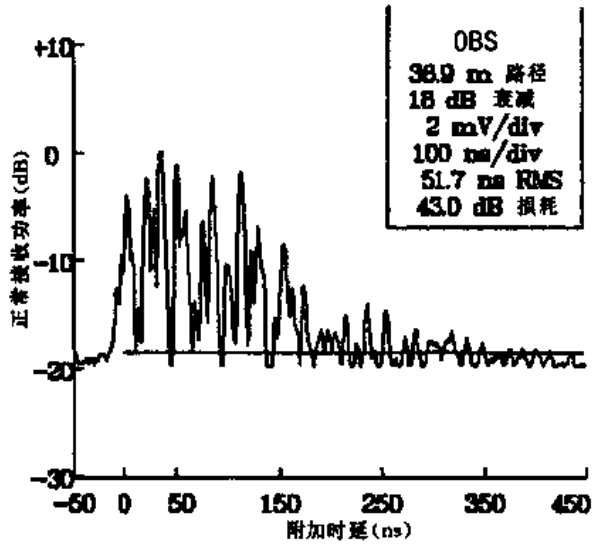
许多多径信道参数来自式(4.18)给出的功率延迟分布。功率延迟分布可用本节讨论的技术进行测量。它是一个基于固定时延参考量的附加时延的函数,常以相对接收功率图的形式表示。将基于本地的瞬时功率延迟分布取平均就可以得到功率延迟分布 。可用它来求解平均小尺度功率延迟分布。基于探测脉冲的时间分辨率以及多径信道的类型,采样空间距离取 1/4 波长,室外信道接收机运动距离不超过 6 米,室内信道运动不超过 2 米,信道频率范围为 450MHz ~ 6GHz。这种小尺度方法避免了在小尺度统计结果中存在大尺度平均误差。图 4.9 示意了室内、室外信道典型的功率延迟分布,其值来源于大量近距离瞬时分布采样。

4.4.1 时间色散参数

为比较不同多径信道以及开发无线系统设计的方法,采用了量化多径信道的一些参数,其中有平均附加时延,rms 时延扩展,以及附加时延扩展(XdB)。这些参数可由功率延迟分布得到。宽带多径信道的时间色散特性通常用平均附加时延(τ)和 rms 时延扩展(σ_τ)来定量描述。平均附加时延是功率延迟分布的一阶矩,定义为:



(a)



(b)

图 4.9 多径功率延迟分布的测量结果

(a)来源于 San Francisco 900Mhz 蜂窝系统(取自[Rap90]©IEEEE)

(b)来源于食杂店内,载频 4 GHz (取自[Haw91]©IEEE)

$$\overline{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \tag{4.35}$$

rms 时延扩展是功率延迟分布的二阶矩的平方根,定义为:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \tag{4.36}$$

其中

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \tag{4.37}$$

这些时延量值在 $\tau_0 = 0$ 时刻，第一个可检测信号到达接收机时开始测量。式(4.35)至式(4.37)并不依赖于 $P(\tau)$的绝对功率电平，而仅依赖于多径分量的相对幅度，其值不超过 $P(\tau)$。rms 时延扩展的典型值对于户外无线信道为毫秒级，而对于室内无线信道则为纳秒级。表 4.1 例示了 rms 时延扩展的典型测量值。

需要引起注意的是，rms 时延扩展和平均附加时延扩展，是由一个功率延迟分布来定义的。功率延迟分布来源于本地连续冲激响应的测量值取短时或空间平均。一般地，在一个大尺度区域移动通信系统中，多径信道参数的统计就来源于许多本地区域的测量值[Rap90]。

表 4.1 RMS 时延扩展的典型测量值

环境	频率	时延扩展(σ_τ)	注释	参照
城区	910	1300 ns 平均值 600 ns st.dev. 3500 ns 最大值	纽约市	[Cox75]
城区	892	10 ~ 25 μs	旧金山最差情况	[Rap90]
郊区	910	200 ~ 310 ns	典型情况平均	[Cox72]
郊区	910	1960 ~ 2110 ns	极值情况平均	[Cox72]
室内	1500	10 ~ 50 ns 25 ns 中值	办公楼	[Sal87]
室内	850	270 ns 最大值	办公楼	[Dev90a]
室内	1900	70 ~ 94 ns 平均值 1470ns 最大值	三座旧金山建筑	[Sei92a]

功率延迟分布的最大附加时延(X,dB)定义为，多径能量从初值衰落到低于最大能量 XdB 处的时延。换句话说，最大附加时延定义为 $\tau_X - \tau_0$，其中 τ_0 是第一个到达信号，τ_X 是最大时延值，其间到达多径分量不低于最大分量减去 XdB(最强多径信号不一定在 τ_0 处到达)。图 4.10 示意了不低于最强信号 10dB 的多径分量最大附加时延的计算结果。最大附加时延(XdB 处)定义了高于某特定门限的多径分量的时间范围。τ_X 的值有时被称为某功率延迟分布的附加时延扩展。在所有情况下，都必须规定一个门限值，将多径噪声水平与接收的最大多径分量联系起来。

实际上，$\overline{\tau}$，$\overline{\tau^2}$和 σ_τ 的值与用于处理 $P(\tau)$的噪声门限值有关。噪声门限用于区分接收的多径分量与热噪声。如果噪声门限设的太低，噪声就会被当作多径信号进行处理，导致$\overline{\tau}$、$\overline{\tau^2}$的值人为升高。

需要注意的是，功率延迟分布与移动无线信道的幅度频率响应(谱响应)之间，通过傅里叶变换联系起来。所以，可以通过信道的频率响应特性在频域内建立等价的信道描述。与时域的时延扩展参数类似，频域的相关带宽用于描述信道特性。rms 时延与相关带宽之间的确切

关系，是特定多径结构的函数。它们之间总的来说成反比关系。

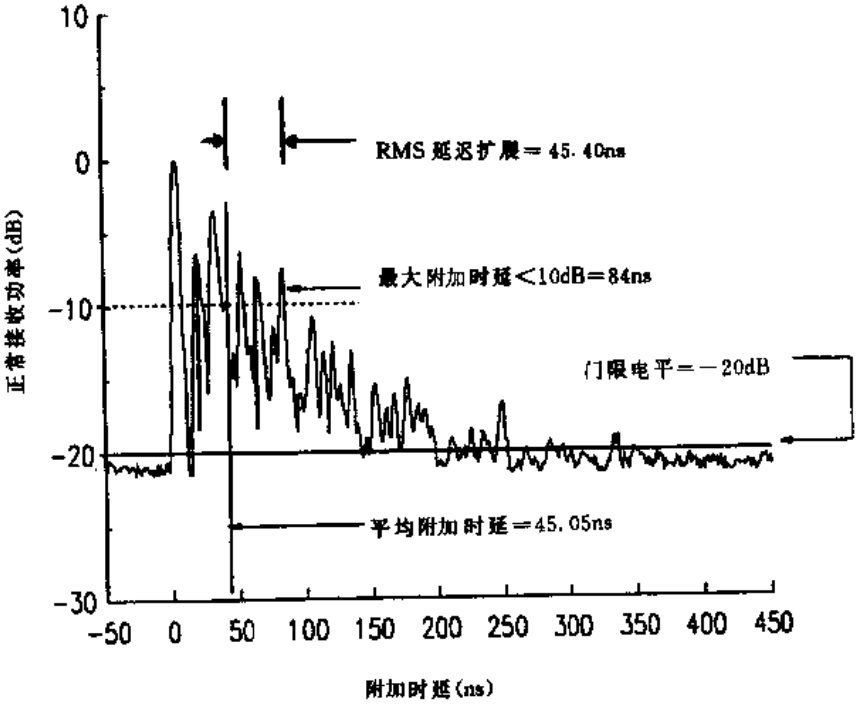


图 4.10　室内功率延迟分布，rms 时延扩展，平均附加时延，最大附加时延(10dB)及门限电平的实例

4.4.2　相干带宽

时延扩展是由反射及散射传播路径引起的现象，而相干带宽 B_c 是从 rms 时延扩展得出的一个确定关系值。相干带宽是一定范围内的频率的统计测量值，是建立在信道是平坦(即在该信道上，所有谱分量均以几乎相同的增益及线性相位通过)的基础上。换句话说，相干带宽就是指一特定频率范围，在该范围内，两个频率分量有很强的幅度相关性。频率间隔大于 B_c 的两个正弦信号受信道影响大不相同。如果相干带宽定义为频率相关函数大于 0.9 的某特定带宽，则相干带宽近似为[lee89b]：

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \tag{4.38}$$

如果将定义放宽至相关函数值大于 0.5，则相干带宽近似为：

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \tag{4.39}$$

注意，相干带宽与 rms 时延扩展之间不存在确切关系，式(4.38)和式(4.39)仅是一个估计值。一般而言，谱分析技术与仿真可用于确定时变多径系统对某一特定发送信号的影响[Chu87]、[Fun93]、[Ste94]。因此，在无线应用中，设计特定的调制解调方式必须采用精确的信道模型[Rap91a]、[Woe94]。

例 4.4

计算图 E4.4 所给出的多径分布的平均附加时延、rms 时延扩展及最大附加时延(10dB)。设信道相干带宽取 50%,则该系统在不使用均衡器的条件下对 AMPS 或 GSM 业务是否合适?

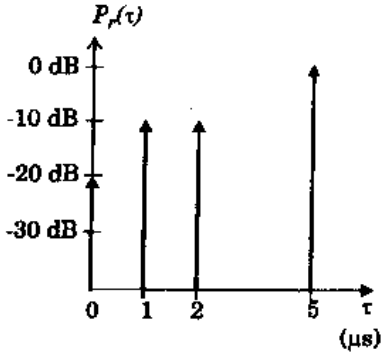


图 E4.4

例 4.4 解

由式(4.35)~式(4.37)可得出给定多径分布的 rms 时延扩展。各分布的时延测量相对于第一个可测信号,所给信号的平均附加时延为:

$$\overline{\tau} = \frac{(1)(5)+(0.1)(1)+(0.1)(2)+(0.01)(0)}{[0.01+0.1+0.1+1]} = 4.38\mu s$$

给定功率延迟分布的第二个平均附加时延可算得:

$$\overline{\tau^2} = \frac{(1)(5)^2+(0.1)(1)^2+(0.1)(2)^2+(0.01)(0)}{1.21} = 21.07\mu s^2$$

所以 rms 时延扩展为:

$$\sigma_\tau = \sqrt{21.07-(4.38)^2} = 1.37\mu s$$

由式(4.39)可得相干带宽为:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} = \frac{1}{5(1.37\mu s)} = 146\text{kHz}$$

因为 B_c 大于 30kHz,所以 AMPS 不需均衡器就能正常工作。而 GSM 所需的 200 kHz带宽超过了 B_c,所以 GSM 需要均衡器才能正常工作。

4.4.3 多普勒扩展和相干时间

时延扩展和相干带宽是用于描述本地信道时间色散特性的两个参数。然而,它们并未提供描述信道时变特性的信息。这种时变特性或是由移动台与基站间的相对运动引起的,或是由信道路径中物体的运动引起的。多普勒扩展和相干时间就是描述小尺度内信道时变特性的两个参数。

多普勒扩展 B_D 是谱展宽的测量值,这个谱展宽是移动无线信道的时间变化率的一种量度。多普勒扩展被定义为一个频率范围,在此范围内接收的多普勒谱有非 0 值。当发送频率

为 f_c 的纯正弦信号时，接收信号谱即多普勒谱在 $f_c - f_d$ 至 $f_c + f_d$ 范围内存在分量，其中 f_d 是多普勒频移。谱展宽依赖于 f_d，f_d 是移动台的相对速度、移动台运动方向、与散射波入射方向之间夹角 θ 的函数。如果基带信号带宽远大于 B_D，则在接收机端可忽略多普勒扩展的影响。这是一个慢衰落信道。

相干时间 t_c 是多普勒扩展在时域的表示，用于在时域描述信道频率色散的时变特性。与相干时间成反比，即：

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \tag{4.40a}$$

相干时间是信道冲激响应维持不变的时间间隔的统计平均值。换句话说，相干时间就是指一段时间间隔，在此间隔内，两个到达信号有很强的幅度相关性。如果基带信号带宽的倒数大于信道相干时间，那么传输中基带信号可能就会发生改变，导致接收机信号失真。若时间相关函数定义为大于 0.5 时，相干时间近似为[Ste94]：

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \tag{4.40b}$$

其中，f_m 是多普勒频移，$f_m = v/\lambda$。实际上，式(4.40a)给出了瑞利(Rayleign)衰落型信号可能急剧起伏的时间间隔，式(4.40b)常常过于严格。现代数字通信中，一种普遍的定义方法是将相干时间定义为式(4.40a)与式(4.40b)的几何平均，即：

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \tag{4.40c}$$

由相干时间的定义可知，时间间隔大于 T_c 的两个到达信号受信道的影响各不相同。例如，以 60mph 速度行驶的汽车，其载频为 900MHz，由(4.40b)可得出 T_c 的一个保守值为 2.22ms。如果采用数字发送系统，只要符号速率大于 $1/T_c = 454$bps，由于运动的原因，信道就不会导致失真(但是，也可能由信道冲激响应所决定的多径时延引起失真)。采用实用公式(4.40c)，为避免由于频率色散引起的失真，需要 $T_c = 6.67$ms，且符号速率必须超过 150bit/s。

例 4.5

选择测量小尺度传播需要的适当的空间取样间隔，假设连续取样值由很强的时间相关性。在 $f_c = 1900$MHz 及 $v = 50$m/s 情况下，移动 10m 需要多少个样值？假设测量能够在运动的车辆上实时进行，则进行这些测量需要多少时间？信道的多普勒扩展 B_D 为多少？

例 4.5 解

由相关性知，样值间隔时间为 $T_c/2$，选取 T_c 的最小值作保守设计。由式(4.40b)得：

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_m} = \frac{9\lambda}{16\pi v} = \frac{9c}{16\pi v f_c} = \frac{9 \times 3 \times 10^8}{16 \times 3.14 \times 50 \times 1900 \times 10^6}$$

$$T_c = 565\mu s$$

选择样值间隔至少为 $T_c/2$,取 282.5μs

对应的空间取样间隔为:

$$\Delta x = \frac{vT_c}{2} = \frac{50 \times 565\mu s}{2} = 0.014125\text{m} = 1.41\text{cm}$$

所以,移动 10m 距离所需样值数目为:

$$N_s = \frac{10}{\Delta x} = \frac{10}{0.014125} = 708 \text{ 个样值}$$

进行测量所需时间为: $\frac{10\text{m}}{50\text{m/s}} = 0.2\text{s}$

多普勒扩展为:

$$B_D = f_m = \frac{vf_c}{c} = \frac{50 \times 1900 \times 10^6}{3 \times 10^8} = 316.66\text{Hz}$$

4.5 小尺度衰落类型

4.3 节阐明了当信号通过移动无线信道传播时,其衰落类型决定于发送信号特性及信道特性。信号参数(如带宽、符号间隔等)与信道参数(如 rms 时延和多普勒扩展)决定了不同的发送信号将经历不同类型的衰落。移动无线信道中的时间色散与频率色散可能产生 4 种显著效应,这些是由信号、信道及发送速率的特性引起的。当多径的时延扩展引起时间色散以及频率选择性衰落时,多普勒扩展就会引起频率色散以及时间选择性衰落。这两种传播机制彼此独立。图 4.11 示出了 4 种不同类型衰落的树图。

4.5.1 多径时延扩展产生的衰落效应

多径特性引起的时间色散,导致发送的信号产生平坦衰落或频率选择性衰落。

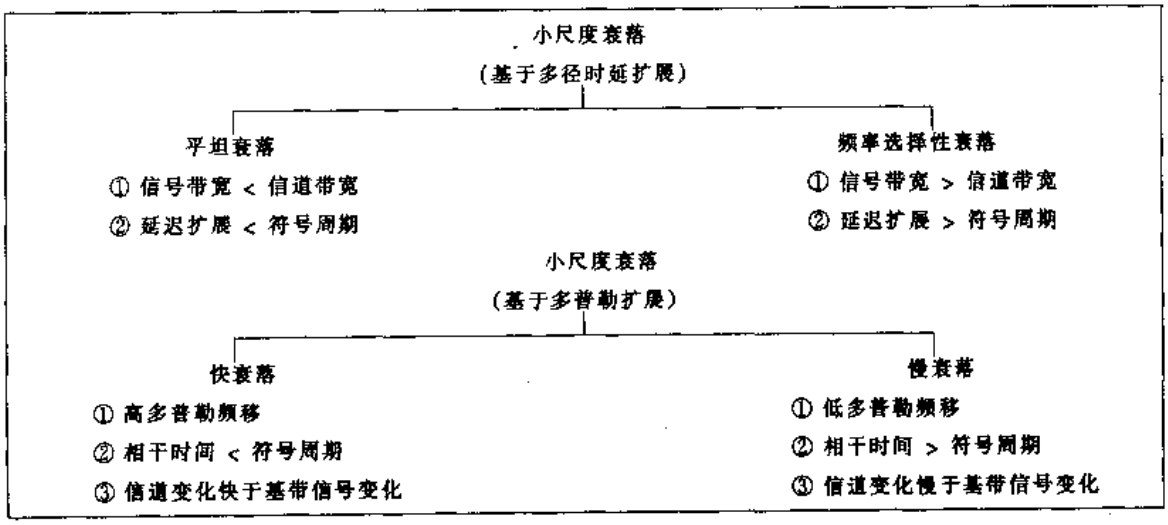


图 4.11 小尺度衰落类型

4.5.1.1 平坦衰落

如果移动无线信道带宽大于发送信号的带宽，且在带宽范围内有恒定增益及线性相位，则接收信号就会经历平坦衰落过程。这种衰落是最常见的一种。在平坦衰落情况下，信道的多径结构使发送信号的频谱特性在接收机内仍能保持不变。然而，由于多径导致信道增益的起伏，使接收信号的强度会随着时间变化。平坦衰落信道的特性如图 4.12 所示。

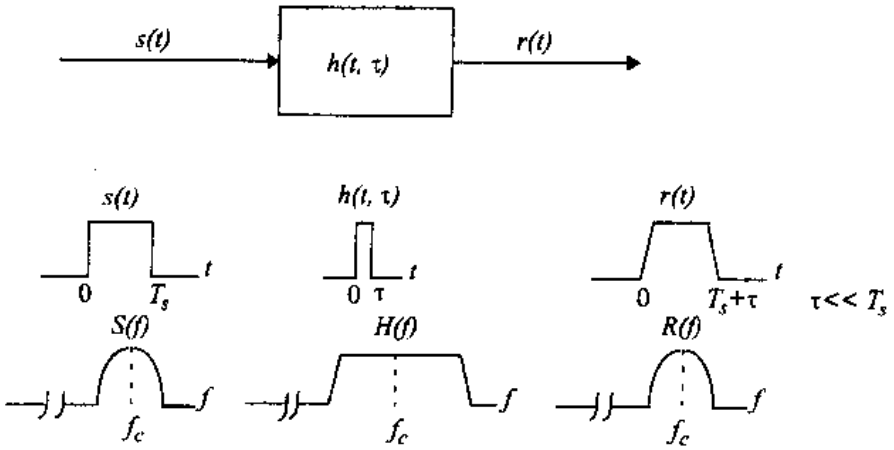


图 4.12 平坦衰落信道特性

由图 4.12 可以看出，如果信道增益随时间变化，则接收端信号会发生幅度变化。接收信号 $r(t)$增益随时间变化，但其发送时的频谱特性仍保持不变。在平坦衰落信道中，发送信号带宽的倒数远大于信道的多径时延扩展，$h_b(t,\tau)$可近似认为无附加时延(即 $\tau=0$ 的单一 δ 函数)。平坦衰落信道即幅度变化信道，有时看成窄带信道，这是由于信号带宽比平坦衰落信道带宽窄得多。典型的平坦衰落信道会引起深度衰落，因此在深度衰落期间需要增加 20dB 或 30dB 的发送功率，以获得较低的比特误码率，这是与非衰落信道在系统操作方面的不同。平坦衰落信道增益分布对设计无线链路非常重要，最常见的幅度分布是 Rayleigh 分布。Rayleigh平坦衰落信道模型假设信道幅度依据 Rayleigh 分布。

经历平坦衰落的条件可概括如下：

$$B_s << B_c \tag{4.41}$$

$$T_s >> \sigma_\tau \tag{4.42}$$

其中，T_s 是带宽的倒数(如信号周期)，B_s 是带宽，σ_τ 和 B_c 分别是时延扩散和相干带宽。

4.5.1.2 频率选择性衰落

如果信道具有恒定增益和线性相位的带宽范围小于发送信号带宽，则该信道特性会导致接收信号产生选择性衰落。在这种情况下，信道冲激响应具有多径时延扩展，其值大于发送信号波形带宽的倒数。此时，接收信号中包含经历了衰减和时延的发送信号波形的多径波，因而，产生接收信号失真。频率选择性衰落是由信道中发送信号的时间色散引起的。这样信道就引起了符号间干扰(ISI)。频域中接收信号的某些频率比其他分量获得了更大增益。频率选择性衰落信道的建模比平坦衰落信道的建模更困难，因为必须对每一个多径信号建模，且必

须把信道视作一个线性滤波器。为此要进行宽带多径测量,并在此基础上进行建模。分析移动通信系统时,一般用统计冲激响应模型,如双线 Rayleign 衰落模型(该模型将冲激响应看作由两个 δ 函数组成,这两个函数的衰落具有独立性,并且它们有足够时间使信号产生选择性衰落),或用计算机生成或测量出的冲激响应来分析频率选择性小尺度衰落。图 4.13 示意了频率选择性衰落的特点。

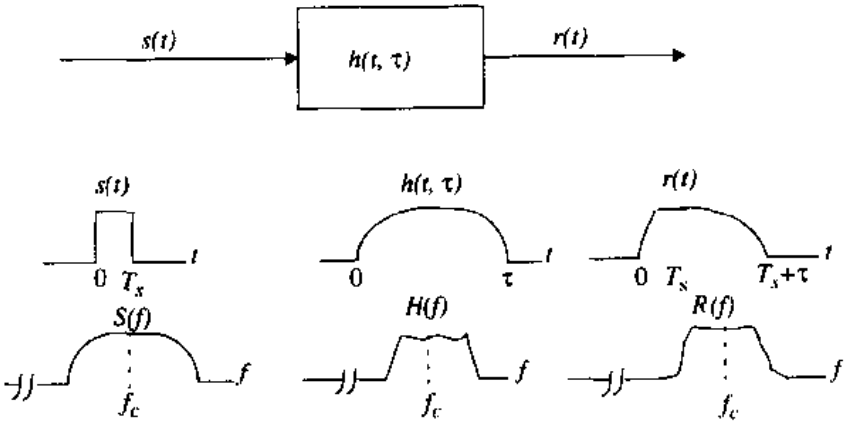


图 4.13 频率选择性信道衰落的特点

对频率选择性衰落而言,发送信号 $S(f)$的带宽大于信道的相干带宽 B_c。由频域可看出,不同频率获得不同增益时,信道就会产生频率选择。当多径时延接近或超过发送信号的周期时,就会产生频率选择性衰落。频率选择性衰落信道也称为宽带信道,信号 $S(t)$的带宽宽于信道冲激响应带宽。随着时间变化,$S(t)$的频谱范围内的信道增益与相位也发生了变化,导致接收信号 $r(t)$发生时变失真。信号产生频率选择性衰落的条件是:

$$B_s > B_c \tag{4.43}$$

$$T_s < \sigma_\tau \tag{4.44}$$

通常若 $T_s \leq 10\sigma_\tau$,该信道也认为是频率选择性的,尽管这一范围依赖于所用的调制类型。第 5 章列出了一些仿真结果,用以说明时延扩展对比特误码率的影响。

4.5.2 多普勒扩展引起的衰落效应

4.5.2.1 快衰落

根据发送信号与信道变化快慢程度的比较,信道可分为快衰落信道和慢衰落信道。在快衰落信道中,信道冲激响应在符号周期内变化很快。即信道的相干时间比发送信号的信号周期短。由于多普勒扩展引起频率色散(也称为时间选择性衰落),从而导致信号失真。从频域可看出,信号失真随发送信号带宽的多普勒扩展的增加而加剧。因此,信号经历快衰落的条件是:

$$T_s > T_c \tag{4.45}$$

且

$$B_s < B_D \tag{4.46}$$

需要注意的是，当信道被认为是快衰落或慢衰落信道时，就不用再指它为平坦衰落或频率选择性衰落信道。快衰落仅与由运动引起的信道变化率有关。对平坦衰落信道，可以将冲激响应简单近似为一个 δ 函数(无时延)。所以，平坦衰落、快衰落信道就是 δ 函数变化率快于发送基带信号变化率的一种信道。而频率选择性、快衰落信道是任意多径分量的幅度、相位及时间变化率快于发送信号变化率的一种信道。实际上，快衰落仅发生在数据率非常低的情况下。

4.5.2.2 慢衰落

在慢衰落信道中，信道冲激响应变化率比发送的基带信号 $S(t)$ 变化率低得多，因此可假设在一个或若干个带宽倒数间隔内，信道均为静态信道。在频域中，这意味着信道的多普勒扩展比基带信号带宽小的多。所以信号经历慢衰落的条件是：

$$T_s << T_c \tag{4.47}$$

且

$$B_S >> B_D \tag{4.48}$$

显然，移动台的速度(或信道路径中物体的速度)及基带信号发送速率，决定了信号是经历快衰落还是慢衰落。

不同多径参数与信号经历的衰落类型之间的关系总结如图 4.14。曾有一段时间，一些作者将快慢衰落术语与大小尺度衰落术语相混淆。应该强调的是，快慢衰落涉及的是信道的时间变化率与发送信号时间变化率之间的关系，而不是传播路径损耗模型。

4.6 Rayleigh 和 Ricean 分布

4.6.1 Rayleigh 衰落分布

在移动无线信道中，Rayleigh 分布是常见的用于描述平坦衰落信号或独立多径分量接收包络统计时变特性的一种分布类型。众所周知，两个正交的噪声信号之和的包络服从 Rayleigh 分布。图 4.15 例示了一个 Rayleigh 分布的信号的包络，它是时间的函数。Rayleigh 分布的概率密度函数(pdf)为：

$$p(r) = \begin{cases} \dfrac{r}{\sigma^2}\exp\left(-\dfrac{r^2}{2\sigma^2}\right) & (0 \le r \le \infty) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \tag{4.49}$$

其中，σ 是包络检波之前所接收的电压信号的 rms 值，σ^2 是包络检波之前的接收信号包络的时间平均功率。不超过某特定值 R 的接收信号的包络由相应的累积积分(CDF)给出：

$$P(R) = Pr(r \le R) = \int_0^R p(r)\,dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \tag{4.50}$$

Rayleigh 分布的平均值 r_{mean} 为：

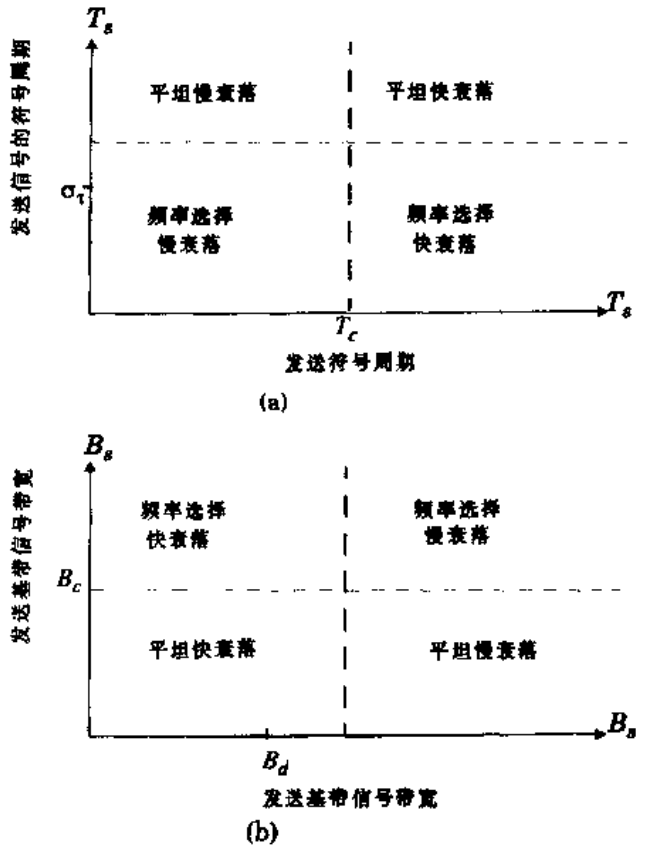


图 4.14　信号所经历的衰减类型,其衰减是以下参数的函数
(a) 符号周期;(b) 基带信号带宽

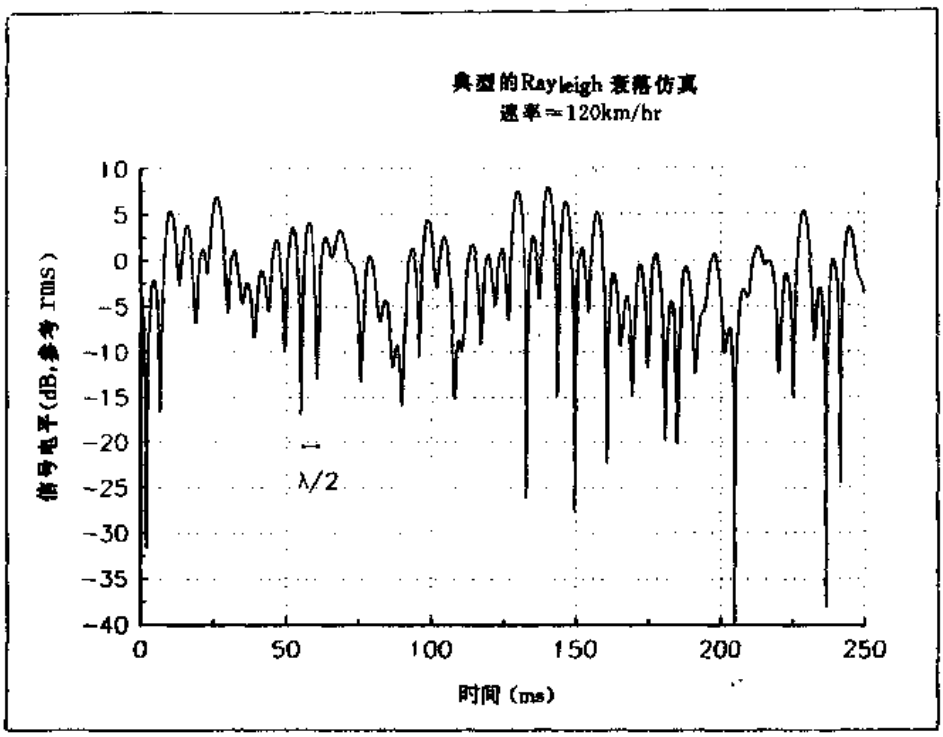


图 4.15　900MHz 的典型 Rayleigh 衰落包络(取自[Fun93]©IEEE)

$$r_{mean} = E[r] = \int_0^{\infty} rp(r)dr = \sigma\sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \tag{4.51}$$

Rayleigh 分布的方差为σ_r^2,它表示信号包络的交流功率。表示为:

$$\sigma_r^2 = E[r^2] - E^2[r] = \int_0^{\infty} r^2 p(r)dr - \frac{\sigma^2\pi}{2} \tag{4.52}$$

$$= \sigma^2\left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2$$

包络的 rms 值为平均值再求平方根,即$\sqrt{2}\sigma$。

r 的中值可由下式解出:

$$\frac{1}{2} = \int_0^{r_{median}} p(r)dr \tag{4.53}$$

得到

$$r_{median} = 1.177\sigma \tag{4.54}$$

因此,Rayleing 衰落信号的平均值与中值仅相差 0.55dB。注意,中值常用于实际中,因为衰落数据的测量一般在实地进行,此时不能假设服从某一特定分布。采用中值而非平均值,容易比较不同衰落的分布。图 4.16 示意了 Rayleigh 概率密度函数。相应的 Rayleigh 累积分布函数(CDF)如图 4.17 所示。

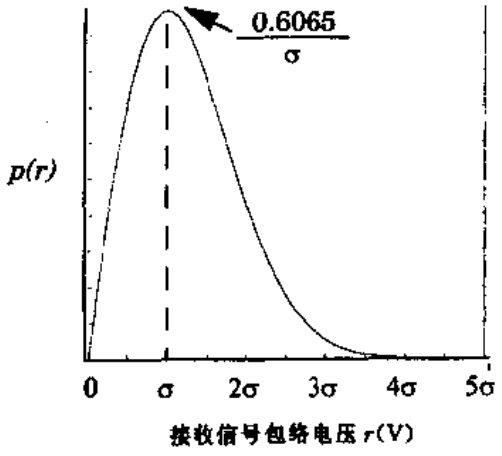


图 4.16 Rayleigh 概率密度函数(pdf)

4.6.2 Ricean 衰落分布

当存在一个主要的静态(非衰落)信号分量时,如视距传播,小尺度衰落的包络分布服从 Ricean 分布。这种情况下,从不同角度随机到达的多径分量叠加在静态的主要信号上。包络检波器的输出端就会在随机多径分量上叠加一个直流分量。正如从热噪声中检测出正弦波一样[Ric48],主要的信号到达时附有许多弱多径信号,形成 Ricean 分布。当主信号减弱时,混和信号包络服从 Rayleigh 分布。所以,当主要分量减弱后,Ricean 分布就转变为 Rayleigh 分

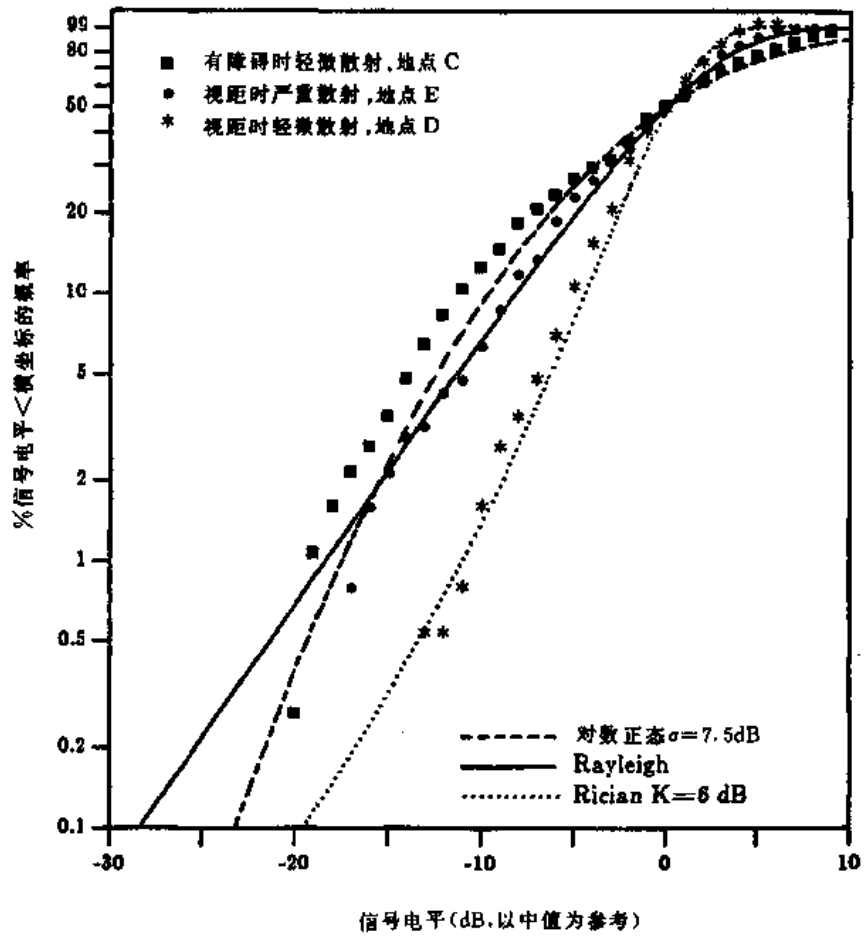


图 4.17　三种小尺度衰落累积分布的测量值及与精确的 Rayleigh、Ricean 和正态数分布的比较
(取自[Rap89]© IEEE)

布。

Ricean 分布为:

$$p(r)=\begin{cases}\dfrac{r}{\sigma^2}e^{-\frac{(r^2+A^2)}{2\sigma^2}}I_0\left(\dfrac{Ar}{\sigma^2}\right) & (A\geq 0, r\geq 0)\\ 0 & (r<0)\end{cases} \tag{4.55}$$

参数 A 指主信号幅度的峰值,$I_0(\cdot)$是 0 阶第一类修正贝塞尔函数。贝塞尔分布常用参数 K 来描述,K 被定义为主信号的功率与多径分量方差之比。K 的表示式为 $K=A^2/(2\sigma^2)$ 或用 dB 表示为:

$$K(\mathrm{dB})=10\log\frac{A^2}{2\sigma^2}\quad \mathrm{dB} \tag{4.56}$$

参数 K 是 Ricean 因子,完全确定了 Ricean 分布。当 $A\to 0$,$K\to -\infty$ dB,且主信号幅度减小时,Ricean 分布转变为 Rayleigh 分布。图 4.18 给出了 Ricean 概率分布函数。Ricean CDF 与 Rayleigh CDF 的比较如图 4.17。

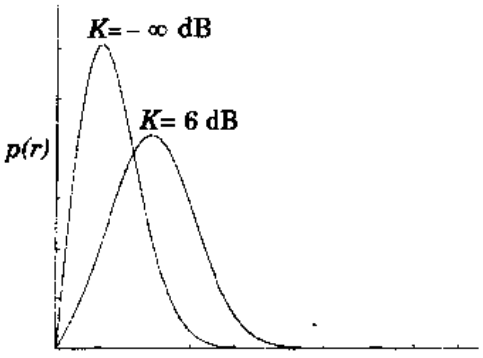


图 4.18　Ricean 分布的概率分布密度函数：$K = -\infty$ dB(Rayleigh)和 $K = 6$dB。当 $K >> 1$ 时，Ricean pdf 近似为高斯 pdf。

4.7　多径衰落信道的统计模型

目前已经建立了许多多径模型，用以说明移动信道的观测统计特性。第一个模型由 Ossana[Oss64]提出，它基于入射波与建筑物表面随机分布的反射波相互干涉。尽管 Ossana 模型预测的平坦衰落功率谱与市区外的相一致，然而该模型假设了在发送机与接收机之间存在一条直视通路，反射角度局限于一个严格范围内。由于市区里直视通路几乎都被建筑物或其他障碍物挡住了，所以 Ossana 模型对市区而言，既不灵活也不精确。广泛使用的是基于散射波的 Clarke 模型。

4.7.1　平坦衰落的 Clarke 模型

Clarke 建立了一种统计模型，其移动台接受信号的场强的统计特性基于散射。这种模型假设有一台具有垂直极化天线的固定发射机。入射到移动天线的电磁场由 N 个平面波组成，这些平面波具有任意载频相位、入射方位角以及相等的平均幅度。注意，相等的平均幅度的基础在于不存在视距通路，到达接收机的散射分量经小尺度距离传播后，经历了相似的衰减。

图 4.19 显示了一辆以速率 v 沿 x 方向运动的汽车所接收到的入射平面波。根据运动方向，选择在 $x-y$ 方向进行入射角度测量。由于接收机的运动，每个波都经历了多普勒频移并同一时间到达接收机。也就是说，假设任何平面波(平坦衰落条件下)都没有附加时延。对第 n 个以角度 α_n 到达 x 轴的入射波，多普勒频移为：

$$f_n = \frac{v}{\lambda}\cos\alpha_n \tag{4.57}$$

其中，λ 为入射波的波长。

到达移动台的垂直极化平面波存在 E 和 H 场强分量，分别表示为：

$$E_z = E_o \sum_{n=1}^{N} C_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \tag{4.58}$$

$$H_x = -\frac{E_o}{\eta} \sum_{n=1}^{N} C_n \sin\alpha_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \tag{4.59}$$

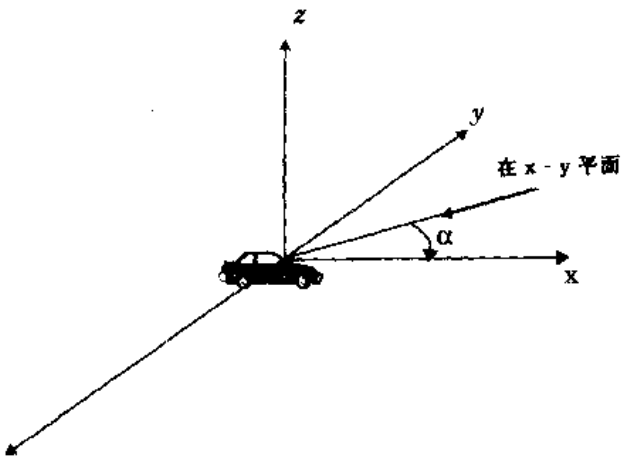


图 4.19　以任意角度到达的平面波示意图

$$H_y = -\frac{E_0}{\eta}\sum_{n=1}^{N} C_n\cos\alpha_n\cos(2\pi f_c t + \theta_n) \tag{4.60}$$

其中，E_0 是本地平均 E 场(假设为恒定值)的实数幅度，C_n 是表示不同电波幅度的实数随机变量，η 是自由空间的固有阻抗(377Ω)，f_c 是载波频率。第 n 个到达分量的随机相位 θ_n 为：

$$\theta_n = 2\pi f_n t + \varphi_n \tag{4.61}$$

对 E 和 H 场的幅度进行归一化后，可得 C_n 的平均值，并由下式确定：

$$\sum_{n=1}^{N}\overline{C_n^2} = 1 \tag{4.62}$$

由于多普勒频移与载波相比很小，因而三种场分量可建模为窄带随机过程。若 N 足够大，三个分量 E_z、H_x 和 H_y 可以近似看作高斯随机变量。假设相位角在(0,2π]间隔内有均匀的概率密度函数(pdf)，由 Rice 分析[Ric48]可知，E 场可用同相和正交分量表示：

$$E_z = T_c(t)\cos(2\pi f_c t) - T_s(t)\sin(2\pi f_c t) \tag{4.63}$$

其中

$$T_c(t) = E_0\sum_{n=1}^{N} C_n\cos(2\pi f_n t + \varphi_n) \tag{4.64}$$

$$T_s(t) = E_0\sum_{n=1}^{N} C_n\sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \tag{4.65}$$

高斯随机过程在任意时刻 t 均可独立表示为 T_c 和 T_s。T_c 和 T_s 是非相关 0 均值的高斯随机变量，有相等的方差如下：

$$\overline{T_c^2} = \overline{T_s^2} = \overline{|E_z|^2} \approx E_0^2/2 \tag{4.66}$$

其中上横线表示整体平均。

接收的 E 场的包络为：

$$|E_z(t)| = \sqrt{T_c^2(t) + T_s^2(t)} = r(t) \tag{4.67}$$

由于 T_c 和 T_s 均为高斯随机变量，从 Jacobean 变换[Rap91]可知，随机接收信号的包络 r 服从 Rayleigh 分布：

$$p(r)=\begin{cases}\frac{r}{\sigma^2}\exp(-\frac{r^2}{2\sigma^2}) & 0\leq r\leq\infty\\ 0 & r<0\end{cases} \tag{4.68}$$

其中 $\sigma^2=E_0^2/2$

4.7.1.1 Clarke 模型中由多普勒扩展产生的频谱形状

Gans[Gan72]提出了一种 Clarke 模型的谱分析。令 $p(\alpha)d\alpha$ 表示在角度 α 的微小变化 $d\alpha$ 内到达的功率部分，令 A 表示定向天线的平均接收功率。当 $N\to\infty$ 时，$p(\alpha)d\alpha$ 趋向于连续而非离散的分布。如果入射角度的函数 $G(\alpha)$ 表示移动天线的方向增益模式，则总的接收功率可表示为：

$$P_r=\int_0^{2\pi}AG(\alpha)P(\alpha)d\alpha \tag{4.69}$$

其中 $AG(\alpha)P(\alpha)d\alpha$ 是接收功率随角度的微分变化。若散射信号是频率为 f_c 的 CW 信号，则以 α 角度入射的接收信号分量的瞬时功率，可由式(4.57)得出。

$$f(\alpha)=f=\frac{v}{\lambda}\cos(\alpha)+f_c=f_m\cos\alpha+f_c \tag{4.70}$$

其中 f_m 是最大的多普勒频移。注意，$f(\alpha)$是 α 的偶函数(即 $f(\alpha)=f(-\alpha)$。

若 $S(f)$代表接收信号的功率谱，则接收功率随频率的微分变化为：

$$S(f)|df| \tag{4.71}$$

令接收功率随频率的微分变化与接收功率随角度的微分变化相等，即可得下式：

$$S(f)|df|=A[p(\alpha)G(\alpha)+P(-\alpha)G(-\alpha)]|d\alpha| \tag{4.72}$$

对式(4.70)进行微分，整理可得：

$$|df|=|d\alpha||-\sin\alpha|f_m \tag{4.73}$$

由式(4.70)知，α 可表示为 f 的函数：

$$\alpha=\cos^{-1}\left[\frac{f-f_c}{f_m}\right] \tag{4.74}$$

由此可求出：

$$\sin\alpha=\sqrt{1-\left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2} \tag{4.75}$$

将式(4.73)与式(4.75)代入式(4.72)中，功率谱密度 $S(f)$为：

$$S(f)=\frac{A[p(\alpha)G(\alpha)+P(-\alpha)G(-\alpha)]}{f_m\sqrt{1-\left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2}} \tag{4.76}$$

其中

$$S(f)=0,\qquad |f-f_c|>f_m \tag{4.77}$$

频谱集中在载频附近，超出 $f_c\pm f_m$ 范围的频谱均为 0。每个入射波都有自身的载频（受入射方向影响），该频率与中心的频率有轻微偏移。对垂直 $\lambda/4$ 天线（$G(\alpha)=1.5$）以及 0 到 2π 间的均匀分布 $P(\alpha)=1/2\pi$，其输出频谱由式(4.76)得出：

$$S_{E_z}(f)=\frac{1.5}{\pi f_m\sqrt{1-\left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2}} \tag{4.78}$$

在式(4.78)中，$f_c\pm f_m$ 处的功率谱密度不确定，即 0°或 180°时到达的多普勒分量，其功率谱密度不确定。但由于 α 连续分布，从这些确定角度到达的分量的概率皆为 0。

图 4.20 示意了射频信号受多普勒衰落影响的功率谱密度。Smith[Smi]提出了一种计算机模拟 Clarke 模型的简单方法（见 4.7.2 节）。多普勒频谱信号经过包络检波器后，其基带频谱最大频率为 $2f_m$。[Jak74]给出了电场产生的基带功率谱密度的表达式：

$$S_{bbE_z}(f)=\frac{1}{8\pi f_m}K\left[\sqrt{1-\left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2}\right] \tag{4.79}$$

其中 $K[\cdot]$是第一类完全椭圆积分。式(4.79)并不是一个直观的结果，仅是当接收信号通过非线性包络检波器时的瞬时相关性结果。图 4.21 显示了接收信号经过包络检波器后的基带频谱。

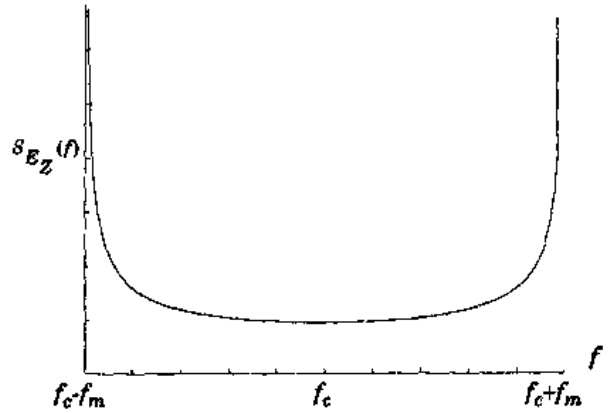


图 4.20　未调制的 CW 载波的多普勒功率谱（取自[Gan72]©IEEE）

多普勒扩展的频谱形状决定了时域衰落波形，以及短时相关性和衰落快慢的影响。Rayleigh衰落仿真器必须采用如式(4.78)所示的衰落频谱，以产生有适当时间相关性的实时衰落波形。

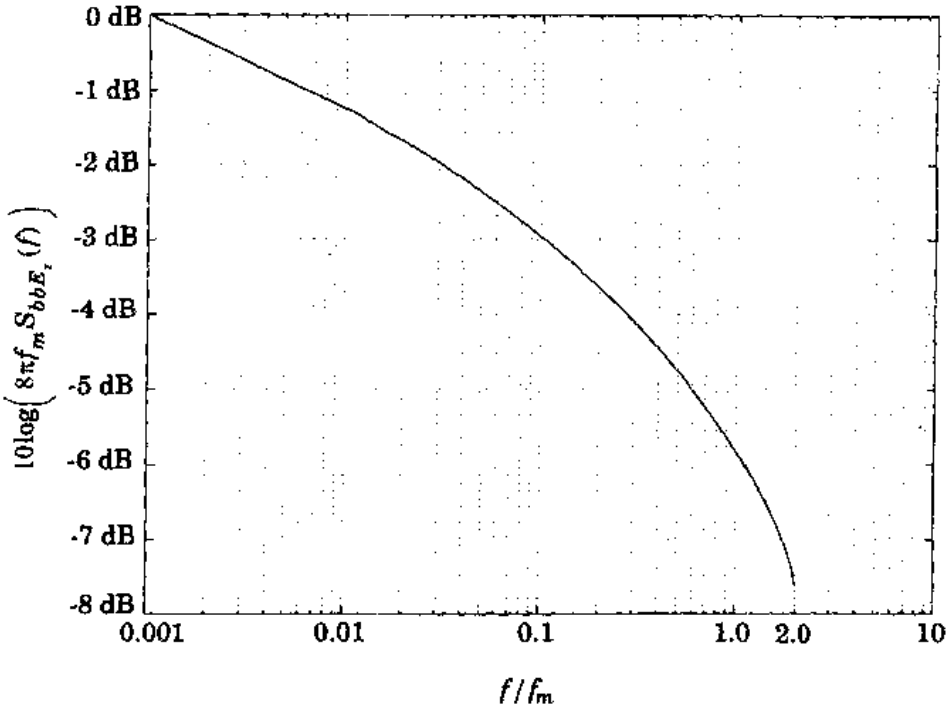


图 4.21　经过包络检波器后的一个 CW 多普勒信号的基带功率谱密度

4.7.2　Clarke 和 Gans 衰落模型的仿真

用硬件或软件来仿真多径衰落信道非常有用。一种流行的仿真办法是利用同相和正交调制的概念来产生仿真信号，其频谱和短时特性与被测数据非常相似。

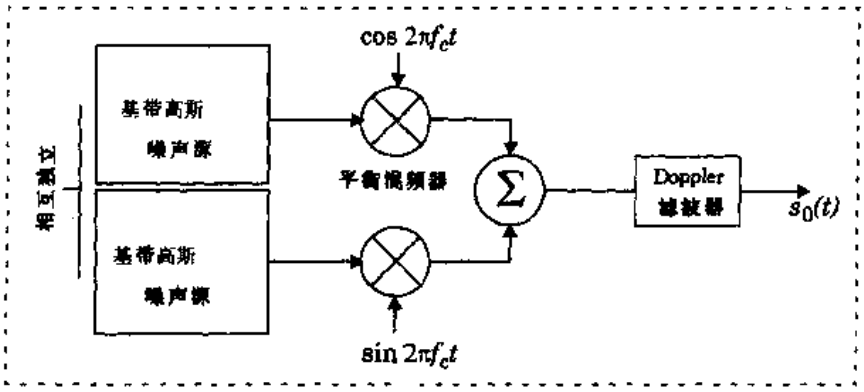
如图 4.22 所示，用两个独立的高斯低通噪声源来产生同相和正交衰落分量。每个高斯源可以由两个独立的成直角的高斯随机变量之和组成(如 $g = a + jb$，其中 a 与 b 是高斯随机变量，g 是复数高斯变量)。先在频域用式(4.78)定义的频谱滤波器对随机信号进行整形，再在仿真器最后一级用快速傅里叶反变换(IFFT)产生出多普勒衰落的准确的时域形。

Smith[Smi75]阐述了一种用于补充图 4.22(b)的简单的计算机程序。这种方法采用了一个随机复数发生器(噪声源)来产生一个基带线状频谱，在其正频率段具有复数权重。线谱的最大频率分量为 f_m。利用实信号的性质，负频率分量可由正频率的高斯复数值取共轭得到。注意信号的 IFFT 是时域的纯实型高斯随机过程，被用作正交调制两信号之一，如图 4.22 所示。然后将随机取值的线谱与一离散频率表示式 $\sqrt{S_{E_z}(f)}$ 相乘，其中离散频率表示式 $S_{E_z}(f_m)$ 与噪声源噪声点数相同。为解决式(4.78)在通带边缘趋于无穷的问题，Smith 截短了 $S_{E_z}(f_m)$ 的值，截短处选在非常接近通带边界处。计算出抽样频率处函数的斜率，并将图形按斜率扩展到通带边界。根据(4.78)式的表示，图 4.22 中的仿真常在频域采用高斯线谱，以便于实现。这意味着低通高斯噪声分量是一系列频率分量(从 $-f_m$ 到 f_m 的线谱)，各分量有相同间距及复数高斯权重。Smith 的仿真方法如图 4.23 所示。

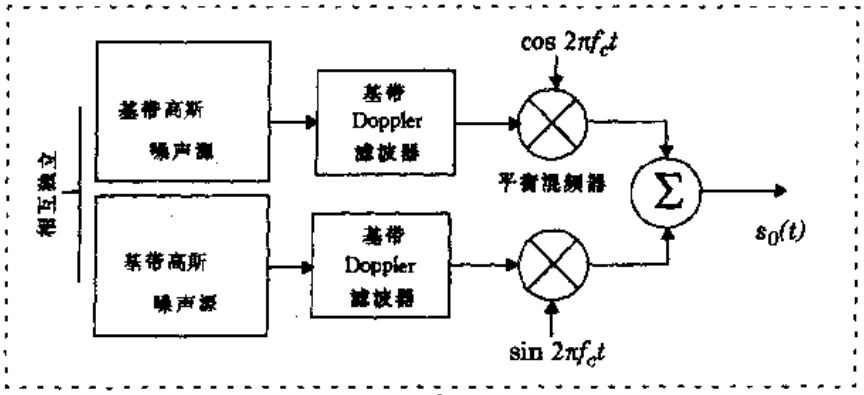
采用图 4.23 所示的仿真器进行仿真，按以下步骤进行：

(1)指定用于代表 $\sqrt{S_{E_z}(f)}$ 的频域点的数目(N)及最大多普勒频移(f_m)。N 值一般取 2 的幂。

(2)用式 $\Delta f = 2f_m/(N-1)$ 算出相邻谱线的频率间隔。由此可得衰落波形的时间周期



(a)



(b)

图 4.22　采用正交调幅的仿真器　(a)有射频多普勒滤波器;(b)有基带多普勒滤波器

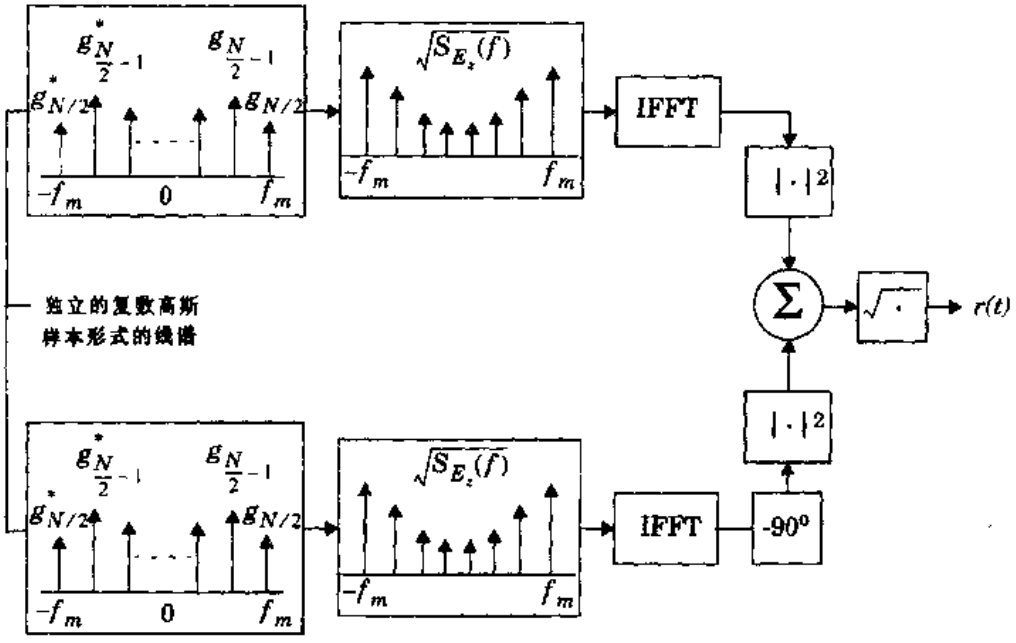


图 4.23　在基带频域采用 Rayleigh 衰落仿真

$T = 1/\Delta f$。

(3)为噪声源的每 $N/2$ 的正频率分量产生复数高斯随机变量。

(4)将正频率值取共轭并赋给相应的负频率,以得到噪声源的负频率分量。

(5)将同相和正交噪声源与衰落频谱$\sqrt{S_{E_z}(f)}$相乘。

(6)在同相和正交两条通路上对所得频域信号进行快速傅里叶反变换(IFFT),得到两个长为 N 的时间序列。然后将各信号点取平方并求和,得到一个如式(4.67)根号下的 N 点时间序列。

(7)对第 6 步得到的和取平方根,以得到具有适当多普勒扩展及时间相关性的仿真 Rayleigh衰落信号的 N 点时间序列。

有许多种具有可变增益和时延的 Rayleigh 衰落仿真器,可以用它们来产生频率选择性衰落效应,如图 4.24 所示。

通过产生一个幅度起支配作用且不超过$\sqrt{S_{E_z}(f)}$的单频分量,衰落就可以从 Rayleigh 型变为 Ricean 型。可以由此来改变图 4.24 中仿真器各个多径分量的概率分布。

要确定平坦衰落对信号 $S(t)$的影响,只需将信号与衰落仿真器的输出 $r(t)$相乘。要确定一个以上多径分量的影响,必须用图 4.24 所示的卷积。

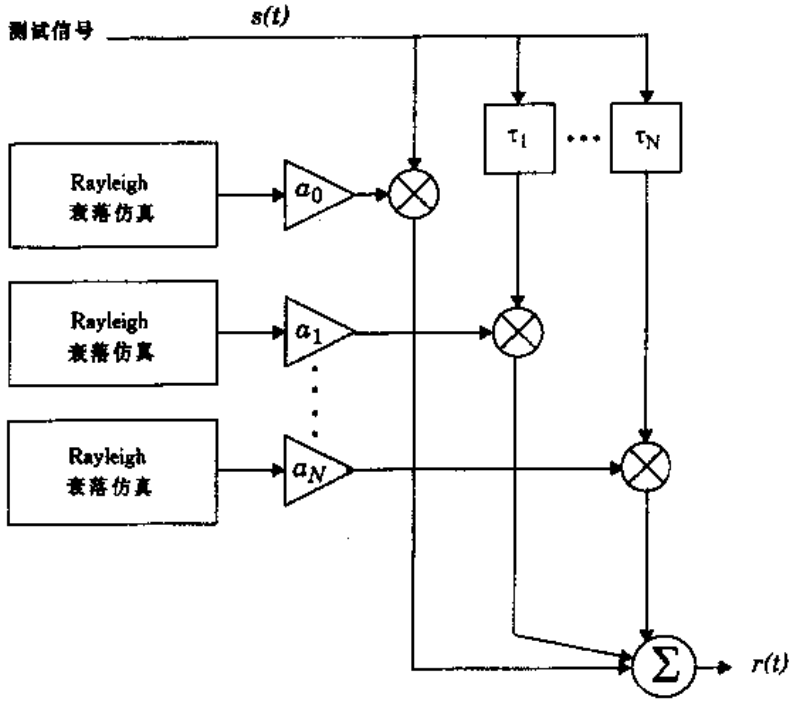


图 4.24 可以将一个信号加到 Rayleigh 衰落仿真器中,以确定在多种信道条件下的工作性能。根据增益与时延的不同设置,可以进行平坦性或频率选择性衰落条件下的仿真

4.7.3 电平交叉和衰落统计

Rice 计算出了与 Clarke 衰落模型[Cla68]相似的数学问题的联合统计值,为计算电平交叉和衰落时段提供了简单的表达式。由于可以将接收信号的时间变化率与信号电平及移动台速度联系起来,所以衰落信号的电平交叉率(LCR)和平均衰落时段成了两个重要的统计值,它可用于设计差错控制编码及移动通信系统中的不同方案。

电平交叉率(LCR)是指 Rayleigh 衰落包络归一化为本地 rms 信号电平后,沿正向穿过某一指定电平的速率。每秒电平交叉的数目为:

$$N_R = \int_0^{\infty} \dot{r} p(R, \dot{r})\, d\dot{r} = \sqrt{2\pi} f_m \rho e^{-\rho^2} \tag{4.80}$$

其中，$\dot{r}$ 是 $r(t)$对时间的导数(即斜率)；$p(R, \dot{r})$是 $r = R$ 处 r 与 $\dot{r}$ 的联合密度函数；f_m 是最大多普勒频移；$\rho = R/R_{rms}$是特定电平 R 相对于衰落包络的本地 rms 幅度进行归一化后的值[Jak74]。式(4.80)给出了在特定电平 R 处每秒电平交叉平均数目 N_R 的值。电平交叉率是移动台速率的函数，当给出 f_m 值时可由式(4.80)解出。无论是高或低电平交叉，都几乎不可能达到 $\rho = 1/\sqrt{2}$处(即 rms 电平下 3dB 处)的最大速率。信号包络常常发生浅度衰落，偶尔也会发生深度衰落。

例 4.6

对 1 个 Rayleigh 衰落信号，试计算 $\rho = 1$ 时的正向电平交叉率，此时最大多普勒频移(f_m)为 20Hz。若载频为 900MHz，则在此多普勒频移条件下，移动台的最大速率为多少？

例 4.6 解

利用式(4.80)，0 电平交叉的数目 N_R 为：

$$N_R = \sqrt{2\pi}(20)(1)e^{-1} = 18.44$$

由多普勒关系 $f_{d,\max} = v/\lambda$ 可得移动台最大速度。

$f_m = 20$Hz 时移动台的速度为：

$$v = f_d \lambda = 20\text{Hz}(1/3\text{m}) = 6.66\text{m/s} = 24\text{km/h}$$

平均衰落时段定义为接收信号低于某指定电平 R 的平均时间段的值。对 Rayleigh 衰落信号，表达式为：

$$\overline{\tau} = \frac{1}{N_R} Pr[r \leq R] \tag{4.81}$$

其中，$Pr[r \leq R]$是接收信号 r 小或等于 R 的概率，表达式为：

$$Pr[r \leq R] = \frac{1}{T} \sum_i \tau_i \tag{4.82}$$

其中，τ_i 是衰落时段，T 是衰落信号的观测间隔。接收信号 r 小或等于门限值 R 的概率由 Rayleigh分布可得：

$$Pr[r \leq R] = \int_0^R p(r)\, dr = 1 - \exp(-\rho^2) \tag{4.83}$$

其中，$P(r)$是 Rayleigh 分布的 pdf。所以，由式(4.80)、式(4.81)及式(4.82)可得，作为 ρ 与 f_m 的函数，平均衰落时段可表示为：

$$\overline{\tau} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho f_m \sqrt{2\pi}} \tag{4.84}$$

信号衰落平均时段有助于确定衰落期间最可能丢失的信令比特数。平均衰落时段主要依赖于移动台的运动速率,它随着多普勒频率 f_m 的增大而减小。若移动通信系统有特定的衰落余量,则最好通过两个参数来评价接收机的性能:输入信号变得低于某给定电平 R 的平均速率和保持低于该电平的平均时间。这样有利于将衰落期间的信噪比(SNR)与由此引起的误比特率(BER)联系起来。

例 4.7

求出门限电平 $\rho = 0.01$,$\rho = 0.1$ 及 $\rho = 1$ 时的平均衰落时段,此时多普勒频率为 200Hz。

例 4.7 解

将已知值代入式(4.75)可求得平均衰落时段为:

$\rho = 0.01$,

$$\overline{\tau} = \frac{e^{0.01^2} - 1}{(0.01)200\sqrt{2\pi}} = 19.9\mu s$$

$\rho = 0.1$,

$$\overline{\tau} = \frac{e^{0.1^2} - 1}{(0.1)200\sqrt{2\pi}} = 200\mu s$$

$\rho = 1$,

$$\overline{\tau} = \frac{e^{1^2} - 1}{(1)200\sqrt{2\pi}} = 3.43\mu s$$

例 4.8

求出门限电平 $\rho = 0.707$ 时的平均衰落时段,此时多普勒频率为 20Hz。若一个二进数字调制的比特间隔为 50bps,Rayleigh 衰落为快衰落还是慢衰落?在给定数据率的条件下,每秒误比特的平均数目为多少?假设 1 个误比特发生在该比特的任意部分遇到 $\rho < 0.1$ 的衰落时。

例 4.8 解

由式(4.84)可得平均衰落间隔为:

$$\overline{\tau} = \frac{e^{0.707^2} - 1}{(0.707)20\sqrt{2\pi}} = 18.3\text{ms}$$

当数据率为 50bps 时,比特周期为 20ms。因为比特周期大于平均衰落时段,所以在给定的速率条件下信号经历快 Rayleigh 衰落。由式(4.84)可得,$\rho = 0.1$ 时平均衰落时段为 0.02s,小于比特的时段。所以衰落期间平均只有一个比特会被丢失。由式(4.80)得,$\rho = 0.1$ 时电平交叉的数量为 $N_R = 4.96$ 个交叉/秒。因为假设 1 个

误比特发生在当任意部分发生了衰落时，并且平均衰落时段只是 1 个比特时段的一部分，所以误比特总数是每秒 5 个，误比特率 $BER = (5/50) = 0.1$。

4.7.4 双线 Rayleigh 衰落模型

Clarke 模型及 Rayleigh 衰落统计模型，适用于平坦衰落条件而不考虑多径时延。在现代高速的移动通信系统中，需要为多径时延扩展及衰落效应建模。一个常用的多径模型是独立的 Rayleigh 双线模型(它是图 4.24 所示的总的衰落仿真器的一个特定模型)。图 4.25 是独立双线 Rayleigh 衰落信道模型的框图。该模型的冲激响应表示为：

$$h_b(t) = \alpha_1 \exp(j\varphi_1)\delta(t) + \alpha_2 \exp(j\varphi_2)\delta(t-\tau) \tag{4.85}$$

其中，α_1 和 α_2 相互独立且服从 Rayleigh 分布，φ_1 和 φ_1 相互独立且服从$[0,2\pi]$的均匀分布，τ 是两线间的时延。令 $\alpha_2 = 0$，平坦 Rayleigh 衰落信道可得到一特例：

$$h_b(t) = \alpha_1 \exp(j\varphi_1)\delta(t) \tag{4.86}$$

通过改变 τ 可以产生大范围的频率选择性衰落。同时如 4.7.2 节所述，利用谱的傅里叶反变换可以产生两个独立波形，用以保证 Rayleigh 随机变量 α_1 和 α_2 适当的相关性。

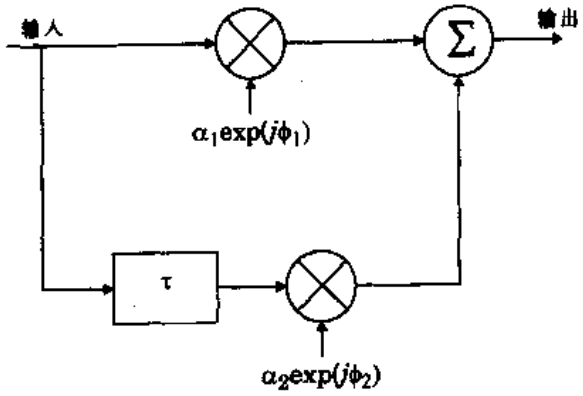


图 4.25 双线 Rayleigh 衰落模型

4.7.5 Saleh 和 Valenzuela 室内统计模型

Saleh 和 Valenzuela[Sal87]报告了垂直极化全方向天线的室内传播的测试结果，天线位于中等规模办公建筑的同一层。测试用 10ns，载频 1.5GHz，雷达式脉冲。测试方法包括，在扫描发送信号频率时，将检测到的脉冲响应的平方进行平均。采用这种方法可以分离 5ns 内的多径分量。

Saleh 和 Valenzuela 的测试结果表明：(a)室内信道类似静态信道或仅有微小变化；(b)在发送机与接收机没有视距通路时，信道冲激响应与发送、接收机天线的极化相互独立。从测试结果可知，建筑物房间内的最大多径时延扩展为 100ns 到 200ns，走廊上为 300ns。室内 rms 时延扩展的中值为 25ns，最大值为 50ns。无视距路径的大尺度损耗在 60dB 范围变化，服从对数距离指数律，其指数变化范围为 3 到 4 之间。

Saleh 和 Valenzuela 基于以上的测试结果，提出了一个简单的室内信道多径模型。该模型

假设多径分量以簇的形式到达。接收分量的幅度是独立的 Rayleigh 随机变量，其方差及簇内附加时延随簇的时延成指数型衰减。相应的相角在[0,2π]间为独立均匀分布的随机变量。各簇和簇内多径分量构成了具有不同速率的 Poisson 到达过程。而且，各簇和簇内各多径分量依次到达的次数成指数分布。簇的组成由发送机与接收机附近的多径反射组成，同时也与建筑结构有关。

4.7.6 SIRCIM 和 SMRCIM 室内和室外统计模型

Rappaport 和 Seidel[Rap91a]报告了在 5 个工厂及其他类型建筑进行测量的结果，载频为 1300MHz。作者基于离散冲激响应信道模型提出了一个来源于实际的统计模型，并编写了一个名为 SIRCIM(室内无线通道冲激响应模型仿真)的计算机程序。SIRCIM 可以产生出小尺度室内信道的冲激响应测量的真实样本[Rap91a]。Huang 随后编写了一个类似的程序 SMRCIM(移动无线信道冲激响应模型仿真)，用以产生市区的蜂窝及微蜂窝信道的冲激响应[Rap93a]。目前，世界上超过 100 家机构在使用这些程序。

在室内环境下，作者记录以 $\lambda/4$ 为间隔的 1 米范围内的功率延迟分布冲激响应，从而得到各个多径分量的本地小尺度衰落特征，同时也得到了本地多径信号在数目与到达时间上的小尺度变化。所以统计模型是以下参数的函数：多径时延 τ_i、1 米本地区域内的小尺度接收机间隔 X_l、地形参数 S_m(或视距通路 LOS 或受阻 OBS)、大尺度 T-R 间距 D_n，以及特性测试区域 P_n。因此，除随机幅度与时延是依赖于周围环境的随机变量外，各基带功率延迟分布均可用类似式(4.13)的方法表示。这为确定模型提供了真实测量结果，可以用它来合成相位。这样，在本地可以通过仿真获得一个完全的时变复数基带信道冲激响应 $h_b(t;\tau_i)$。

$$h_b(t, X_l, S_m, D_n, P_n) = \sum_i A_i(\tau_i, X_l, S_m, D_n, P_n) e^{\theta_i[\tau_i, X_l, S_m, D_n, P_n]} \delta(t - \tau_i(X_l, S_m, D_n, P_n)) \tag{4.87}$$

式(4.87)中，A_i^2 是离散附加时延间隔 7.8125ns 内的平均多径接收功率。

在开放式的建筑物内部所测得的多径时延在 40ns 到 800ns 之间变化。平均多径时延和 rms 时延扩展变化范围为 30ns 至 300ns。其中值在视距通路(LOS)时为 96ns，而在有阻碍的路径时为 105ns。经测试，时延扩展与发-收(T-R)间隔不相关，而是受到其他因素的影响，如工厂生产的产品、建筑物的原材料、建筑物的使用时间、墙体的位置以及天花板的高度等。测量表明，生产干燥商品的食品加工厂由于其金属制品比其他工厂数量少很多，因而其 rms 时延扩展仅为生产金属制品工厂的一半。新修的厂房采用不锈钢条和钢筋混凝土建造，而老厂房的围墙是用砖木砌成的，因此新厂区域内的多径信号比老厂强，而衰减比老厂小。数据表明，建筑物内的无线传播可以用几何/统计混合模型来描述。该模型解释了来自墙、天花板的反射以及来自产品、设备的散射。

通过分析来自不同建筑物的 50 个本地区域的测量结果可以发现，到达某一位置的多径分量的数目 N_p 是 X、S_m 和 P_n 的函数，而且几乎总服从高斯分布。多径分量的平均数目在 9 到 36 之间，可以通过测量产生一个实际值。定义 $P_R(T_i, S_m)$为多径分量在某一特定环境 S_m 以特定的附加时延 T_i 到达接收机的概率。该值可以通过测量得到。首先测出在某一离散附加时延下被测多径分量的数目，然后除以各附加时延间隔可能的多径分量的数目之和。用一个分段函数表示以某一特定附加时延到达的多径信号的概率：

$$P_{R}(T_i, S_1)_{\text{对于 LOS}} = \begin{cases} 1 - \dfrac{T_i}{367} & (T_i < 110\text{ns}) \\ 0.65 - \dfrac{(T_i - 110)}{360} & (110\text{ns} < T_i < 200\text{ns}) \\ 0.22 - \dfrac{(T_i - 200)}{1360} & (200\text{ns} < T_i < 500\text{ns}) \end{cases} \tag{4.88}$$

$$P_{R}(T_i, S_2)_{\text{对于 OBS}} = \begin{cases} 0.55 + \dfrac{T_i}{667} & (T_i < 100\text{ns}) \\ 0.08 + 0.62\exp\left(\dfrac{(T_i - 100)}{750}\right) & (100\text{ns} < T_i < 500\text{ns}) \end{cases} \tag{4.89}$$

其中，S_1 指视距路径(LOS)地形，S_2 指有阻碍路径地形。SIRCIM 用式(4.88)或式(4.89)描述到达的分布概率，以及多径分量数目的概率 $N_p(X, S_m, P_n)$，用以仿真小尺度的功率延迟分布。同时，采用递归算法循环地将式(4.88)或(4.19)与均匀分布的随机变量进行比较，直到产生合适的 N_P 为止[Rap91]、[Rap91a]。

图 4.26 例示了沿 1 米路径的 19 个离散接收位置所测得的功率延迟分布，以及 SIRCIM

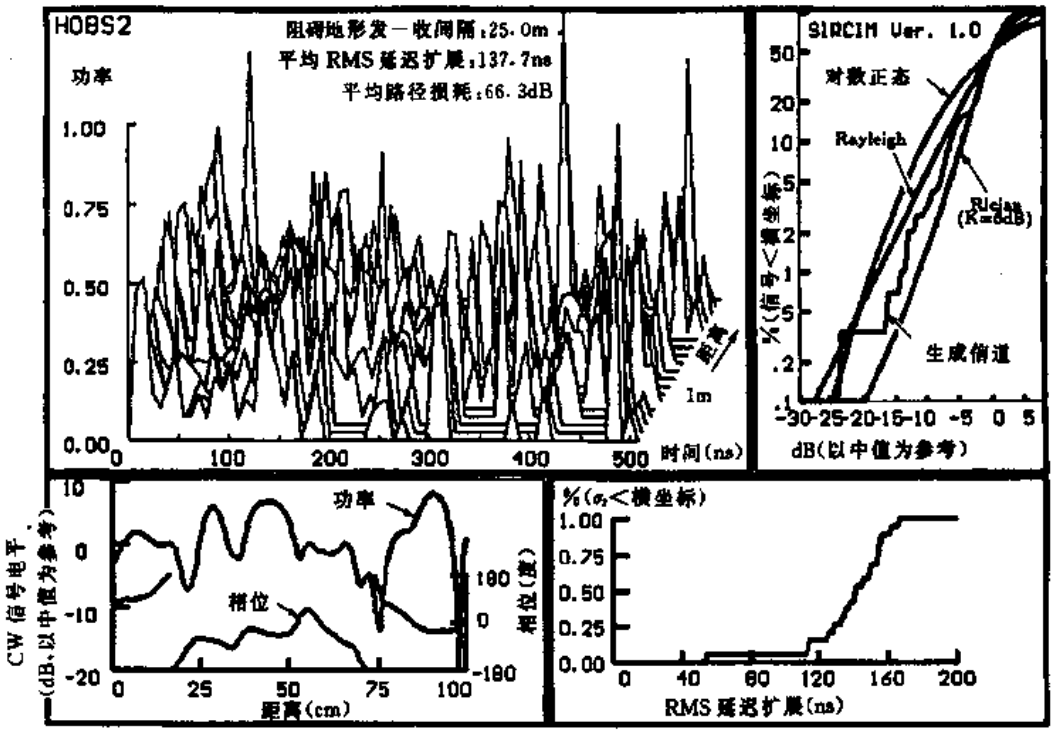


图 4.26 SIRCIM 仿真的室内宽带冲激响应图，载频为 1.3GHz；rms 时延扩展分布图；窄带信号功率分布图。信道仿真环境为开放式有障碍的建筑，发-收(T-R)间隔为 25m。rms 时延扩展为 137.7ns。所有多径分量和参数均存在磁盘上(取自[Rap93a]©IEEE)

依据各多径分量的综合相位计算出的窄带信息[Rap91a]。书面报告提供的测量结果与 SIRCIM预测的完全吻合。

采用类似的统计建模技术，可以将来源于[Rap90]、[Sei91]、[Sei92a]的市区蜂窝与微蜂窝多径测量数据用于开发 SMRCIM。目前，小区及微小区模型都已得到了发展。图 4.27 例示了一个室外微小区环境下的 SMRCIM 的输出结果。

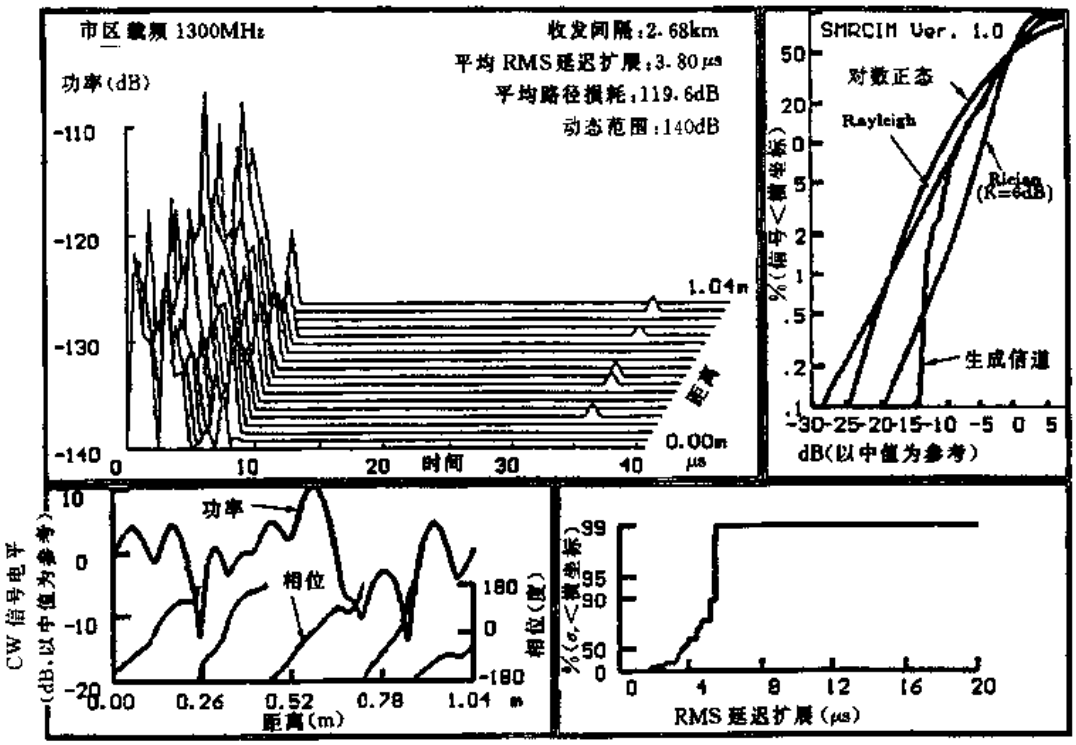


图 4.27 SMRCIM 仿真的市区宽带冲激响应图,载频为 1.3GHz;rms 时延扩展分布图;窄带衰落分布图。发-收(T-R)间隔为2.68km,rms时延扩展为3.8μs。所有多径分量和参数均存在磁盘上(取自[Rap93a]©IEEE)

问题与练习

4.1 画出一个二进频谱滑动相关器多径测量系统的框图。并阐明它如何测量功率延迟分布。

(a)如果发送机端的码片周期为 10ns,PN 序列长度为 1023,载频为 6GHz,试求出:最大相关之间的时间,以及接收机 PN 序列时钟比发端慢 30kHz 的滑动因子。

(b)如果用示波器来显示 PN 序列的一个全循环(即示波器显示两个连续的最大相关峰值),且将示波器时间轴 10 等分,则应采用何种适当的最小扫描设置(秒/格)?

(c)系统所需的 IF 通带带宽为多少?在相似的分隔时间下,该系统比直接脉冲系统好在何处?

4.2 如果某种特殊调制在 $\delta/T_s \leq 0.1$ 时能提供合适的误比特率(BER),试确定图 P4.2 所示的无均衡器的最小符号周期(由此可得最大符号率)。

4.3 如图 P4.2 所示的功率延迟分布,试估算 90%相关性及 50%相关性时的相干带宽。

4.4 一个二进调制信号的比特率为 25kbps,若不用均衡器,则其 rms 延迟扩展最大近似值为多少?若是 8 – PSK 系统在比特率为 25kbps 时呢?

4.5 Rayleigh 分布包络概率密度函数为 $p(r)=\frac{r}{\sigma^2}\exp\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2}\right)$,其中 σ^2 为方差;累积分布

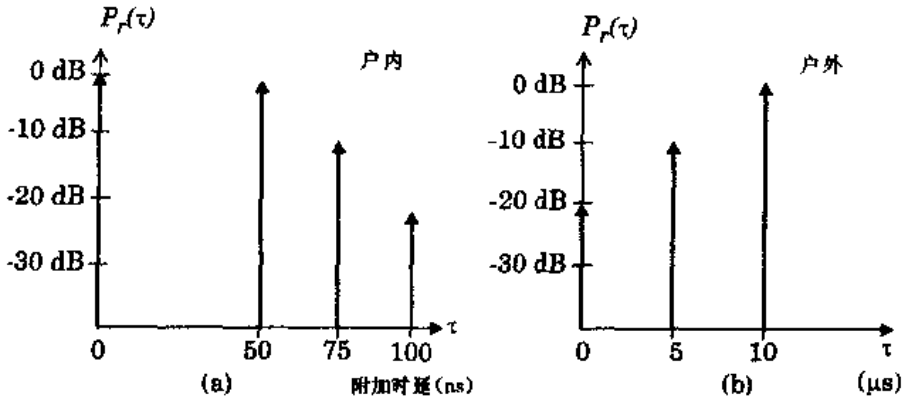


图 P4.2 问题 4.2 的两个信道响应

函数为 $p(r < R) = 1 - \exp\left(\frac{-R^2}{2\sigma^2}\right)$。试求出 Rayleigh 衰落信号为 10dB 或远远低于 rms 值的时间百分比。

4.6 欲测量市区 CW 载波的衰落特性,假设如下:

(1) 移动接收机使用垂直单极天线;

(2) 可以忽略由路径损耗引起的大尺度衰落;

(3) 移动台与基站间无视距通路;

(4) 接收信号概率分布函数 pdf 服从 Rayleigh 分布。

(a) 求出使电平交叉率最大的信号电平与 rms 电平的比率,用 dB 表示。

(b) 假设移动台最大速率为 50km/h,载频为 900MHz,求出 1 分钟内信号包络衰减至小于(a)中求出的电平值的最大次数。

(c) (b)中各衰落持续时间平均为多大?

4.7 一辆汽车以恒定速率行驶 10s 时收到 900MHz 的发送信号。信号电平低于 rms 电平 10dB 的平均衰落时段为 1ms,则汽车在 10s 内行驶多远? 10s 内信号经历了多少次 rms 门限电平处的衰落? 假设汽车的行驶速度保持恒定。

4.8 如图 P4.8 所示,汽车以 $v(t)$行驶。CW 移动信号经历了多径衰落后被接收,载频为 900MHz,则在 100s 间隔内的平均电平交叉率及衰落时段为多少? 假设 $\rho = 0.1$ 且可忽略大尺度衰落效应。

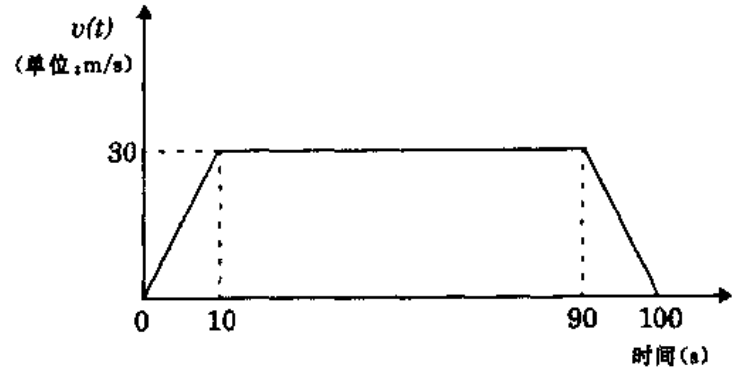


图 P4.8 移动台速率图

4.9 一台移动接收机频率为 860MHz,移动速率为 100km/h,

(a)发送 CW 信号时,画出多普勒频谱草图,标明最大及最小频率。

(b)如果 $\rho = -20$dB 时,算出电平交叉率及平均衰落时段。

4.10 估算下列数字无线系统的最大 rms 延迟扩展,约束条件为其接收机不使用均衡器(忽略信道编码、天线分集或极低功率电平的使用)。

系统	射频数据率	调制方法
USDC	40.6kbps	π/4DQPSK
GSM	270.833kbps	GMSK
DECT	1152kbps	GMSK

4.11 5/8λ 的垂直单极天线采用 Clarke 和 Gans 模型接收一个 CW 信号。求出该天线的射频多谱勒频谱及相应的基带频谱。假设为等向散射且各单元有平均接收功率。

4.12 两个独立的复数(正交)高斯源有相同分布,证明其和(包络)是 Rayleigh 分布。假设高斯源是 0 均值,有单位方差。

4.13 在下列条件下采用第 4 章阐述的方法来产生 Rayleigh 衰落信号的时间序列,其中有 8192 个样值:

(a) $f_d = 20$Hz ; (b) $f_d = 200$Hz

4.14 用问题 4.13 给出的数据产生 100 个样本函数,比较 $\rho = 1$、0.1、0.01 时的 R_{RMS}、N_R 及$\bar{\tau}$的仿真值与理论值是否一致。

4.15 用 Rayleigh、Ricean 及正态对数分布重新画出图 4.17 所示的累积分布函数(CDF)。

4.16 画出 Ricean 分布在(a)$K = 10$dB 和(b)$K = 3$dB 条件下的概率密度函数及累积分布函数(CDF)。CDF 的横坐标用 dB 表示,以信号电平中值为基准。注意,Ricean 分布的中值随 K 而变化。

4.17 基于问题 4.16 的答案,若信噪比(SNR)中值为 -70dBm,则在下列情况下 Ricean 衰落信道接收信号大于 -80dBm 的概率是多少?

4.18 图 P4.18 示意了一个概率延迟分布的本地空间平均值。

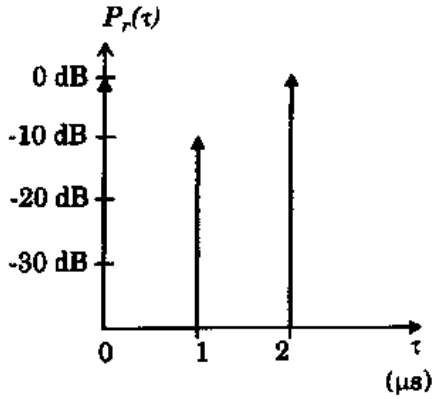


图 P4.18 功率延迟分布图

(a)确定信道的 rms 延迟扩展和平均附加时延。

(b)确定最大附加时延(20dB)。

(c)若将被调制的信道在符号周期 T 小于 $10\sigma_\tau$ 时就需要一个均衡器,试确定不需要均衡器所能达到的最大射频符号速率。

(d)若一台以 30km/h 行驶的移动台接收到经信道传播的信号,试确定信道呈静态(或至少有高度相关性)的时间。

4.19 一移动台以 80km/h 速率行驶,此时收到 6GHz 的平坦 Rayleigh 衰落信号。

(a)确定 5s 内 rms 值沿正向过零点的数目。

(b)确定衰落值低于 rms 电平值的平均间隔时间。

(c)确定衰落值比 rms 值低 20dB 的平均间隔时间。

4.20 用计算机仿真产生一个 Rayleigh 衰落仿真器,它有 3 个独立的 Rayleigh 衰落多径分量且每个分量有可变的多径时延及平均功率。将一个随机二进制比特(bit)流通过仿真器,试观测输出流的时间波形。可为每个比特(bit)采一些样值(7 个样值最好)。改变比特发送周期和信道时延,试观测多径扩展产生的影响。

4.21 请基于本章概念提出一种方法供基站使用,以确定移动用户的车辆行驶速率。这种方法对越区切换算法很有用处。

第 5 章　移动无线电系统中的调制技术

调制就是对信号源的编码信息进行处理，使其变为适合传输的形式的过程。一般说来，这意味着把基带信号(信源)转变为一个相对基带频率而言频率非常高的带通信号。这个带通信号叫做已调信号，而基带信号则叫做调制信号。调制可以通过使高频载波随信号幅度的变化而改变载波的幅度、相位或者频率来实现。而解调则是将基带信号从载波中提取出来以便预定的接收者(信宿)处理和理解的过程。

本章描述了应用于移动通信系统中的各种不同的调制技术。其中包括了用于第一代移动通信系统的模拟调制方案和用于现今及未来系统中的数字调制方案。由于数字调制有许多的优点，并且已经用来取代传统的模拟系统，所以本章的重点放在数字调制方案。然而因为模拟系统如今仍在广泛使用，并将继续存在下去，所以先介绍模拟调制。

调制是各种通信教科书都会涉及到的一个题目。这里我们将注意力集中在用于移动通信系统中的调制和解调技术。许多调制技术都曾被研究并用于移动通信系统，这种研究至今仍在继续。在无线移动信道中，当衰落和多径条件很恶劣时，设计一个能抵抗移动信道损耗的调制方案，是一项具有挑战性的工作。由于调制的最终目的就是在无线信道中以尽可能好的质量，同时占用最少的带宽来传输信号，数字信号处理的新发展就不断地带来新的调制和解调方法。本章将描述许多实用的调制方案，接收机体系结构，设计中的折衷以及它们在不同的信道损耗类型下的性能。

5.1　调频与调幅

调频(FM)是移动通信系统中最普遍的模拟调制技术。调频时已调载波信号的幅度保持不变，而频率随调制的信号的变化而改变。这样，调频信号在载波的相位或者频率中包含了所有的信息。在后面将会看到，只要接收信号达到一个特定的最小值(FM 门限)，就会使接收质量产生非线性的迅速提高。而在调幅(AM)时，接收信号的质量与接收信号的能量之间是线性关系，这是因为调幅是将调制信号的幅度叠加于载波之上，这样调幅信号在载波的幅度中包含了所有的信息。调频相对于调幅而言有许多优点，这使得在许多移动通信应用中，调频是更好的选择。

调频比调幅有更好的抗噪声性能。由于调频信号表现为频率的变化而不是幅度的变化，调频信号更不易受大气和脉冲噪声的影响，而这些都会造成接收信号幅度的迅速波动。另外在调频中，由于信号幅度的改变不携带信息，所以，只要接收到的调频信号在 FM 门限以上，突发性噪声对调频系统的影响就没有像对调幅系统那么大。在第 4 章，我们解释了小尺度衰落是怎样导致接收信号的迅速波动，由此可知调频相对调幅而言有更好的抗衰落性能。除此之外，在调频系统中，我们可以在带宽和抗噪声性能之间进行折衷。与调幅系统不同的是，调频系统中可以通过改变调制指数，也就是占用的带宽，来获得更好的信号噪声性能。我们可以看到，在一定的条件下，调频系统占用的带宽比原来每增加一倍，其信噪比(SNR)就可增加 6dB。

调频系统这种以带宽换取 SNR 的能力也许正是它比调幅系统优越的最重要的原因。然而，调幅信号比调频信号占用的带宽少。在现代调幅系统中，由于带内导频音同标准调幅信号一起传输，其对衰落的敏感性已经大大地改善。现代的调幅接收机能够监测导频音，并能迅速调整接收增益来补偿信号幅度的波动。

因为调频载波的包络并不随调制信号的变化而改变，所以调频信号是一种恒包络信号。这样不管信号的幅度如何，调频信号传送的功率都是固定值。而且传送信号的恒包络性允许在进行射频功率放大时使用 C 类功率放大器。而在调幅中，由于必须保持信号和传送信号幅度之间的线性关系，就必须使用像线性 A 类或 AB 类这样效率不高的放大器。

当设计便携式用户终端时，由于电池使用时间和功率放大器的效率密切相关，所以放大器的效率是一个非常重要的问题。典型的 C 类放大器的效率为 70%，也就是说在放大器电路末端直流信号功率的 70% 转变成了发射的射频信号功率。而 A 类或 AB 类放大器的效率只有 30～40%，这意味着用同样的电池，使用恒包络 FM 调制时的工作时间比 AM 方式要长一倍。

调频有一种称作捕获效应的特性。捕获效应是由于随着接收功率的增加而造成接收质量非线性的迅速提高的直接结果。如果在调频接收机上出现两个同频段的信号，那么两者之中较强的那个信号会被接收和解调，而较弱的那个信号则被丢弃掉。这种固有的选择最强信号丢掉其他信号的能力，使调频系统有很强的抗同信道干扰的能力，并能提供较好的主观接收质量。另一方面，在调幅系统中，所有的干扰同时被接收，所以必须在解调之后去除干扰。

虽然调频系统比调幅系统有许多优点，它同样有缺点。为了体现其在降噪和捕获效应上的优点，调频系统在传输媒介中需要占用更大的带宽（一般是 AM 的数倍）。而且调频发射和接收设备都比调幅系统要复杂。尽管调频系统能容忍特定类型的信号和电路的非线性，还是要特别注意它的相位特性。AM 和 FM 都可以用价格低廉的非相关解调器解调。AM 用包络检波器可以很容易地解调，而 FM 可以用鉴频器或倾斜检波器解调。AM 可以用乘积检波器进行相关解调，在这种情况下，由于调频信号只有在门限以上才有用，所以 AM 在弱信号条件下的性能优于 FM。

5.2 调幅

在调幅中，高频载波的幅度大小随调制信号幅度的瞬时改变而改变。如果载波信号是 $A_c\cos(2\pi f_c t)$，$m(t)$是调制信号，则调幅信号可表示为：

$$S_{AM}(t) = A_c[1 + m(t)]\cos(2\pi f_c t) \tag{5.1}$$

调幅信号的调制指数定义为信号峰值与载波峰值之比。对一个正弦调制信号 $m(t) = (A_m/A_c)\cos(2\pi f_m t)$来说，调制指数应是：

$$k = \frac{A_m}{A_c} \tag{5.2}$$

调制指数经常表示为百分数的形式，并称为百分比调制。图 5.1 给出了正弦调制信号和相应的调幅信号。在图 5.1 的例子中，$A_m = 0.5A_c$，所以信号被称作 50% 调制。当调制百分比大于 100% 时，如果用包络检波器则会造成信号的失真。式(5.1)可表示为：

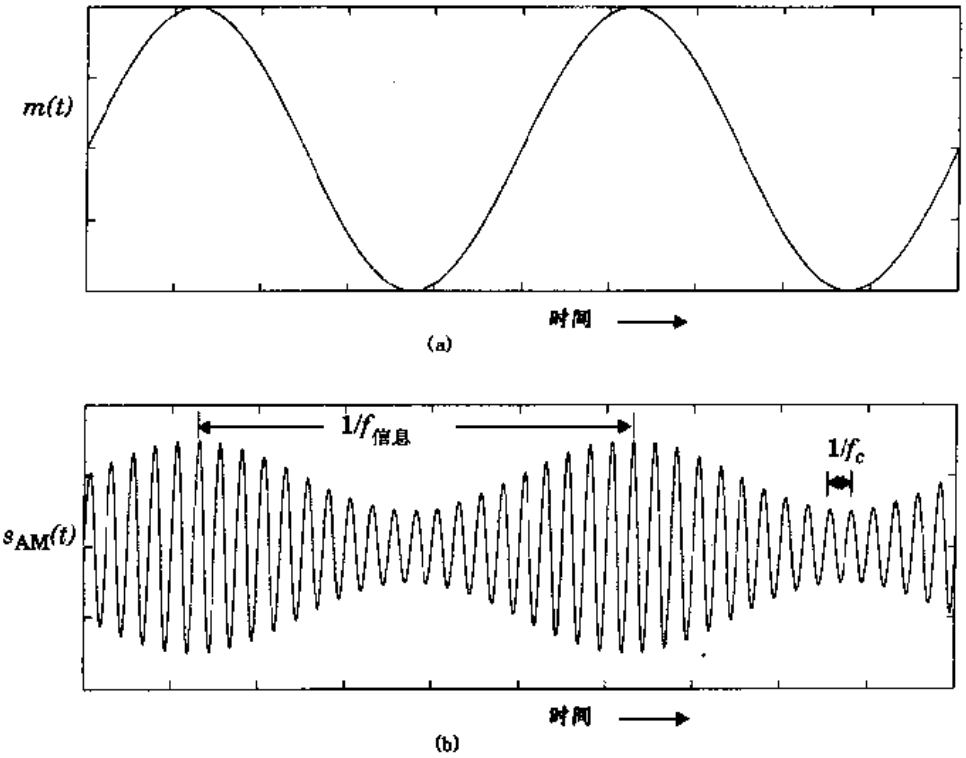


图 5.1 (a) 正弦调制信号;(b)调制指数为 0.5 时对应的 AM 信号

$$S_{AM}(t) = Re\{g(t)\exp(j2\pi f_c t)\} \tag{5.3}$$

其中 g(t)是 AM 信号的复包络。

$$g(t) = A_c[1 + m(t)] \tag{5.4}$$

AM 信号的频谱如式(5.5)所示:

$$S_{AM}(f) = \frac{1}{2}A_c[\delta(f - f_c) + M(f - f_c) + \delta(f + f_c) + M(f + f_c)] \tag{5.5}$$

其中,$\delta(\cdot)$为单位冲激,$M(f)$是信号的频谱。图 5.2 给出了信号频谱为三角函数的调幅信号的频谱。由图 5.2 可见,AM 频谱由一个载波频率上的冲激和两个等同于信号频谱的边带构成。在载波频率以上和以下的两个边带,分别被称为上边带和下边带。调幅信号的带宽为:

$$B_{AM} = 2f_m \tag{5.6}$$

其中 f_m 是调制信号中的最高频率。调幅信号的总功率为:

$$P_{AM} = \frac{1}{2}A_c^2[1 + 2\langle m(t)\rangle + \langle m^2(t)\rangle] \tag{5.7}$$

其中$\langle\cdot\rangle$表示均值。如果调制信号为 $m(t) = k\cos(2\pi f_m t)$,(5.7)式可简化为:

$$P_{AM} = \frac{1}{2}A_c^2[1 + P_m] = P_c\left[1 + \frac{k^2}{2}\right] \tag{5.8}$$

其中,$P_c = A_c^2/2$ 是载波信号的功率,$P_m = < m^2(t) >$ 是调制信号 $m(t)$的功率,k 是调制指数。

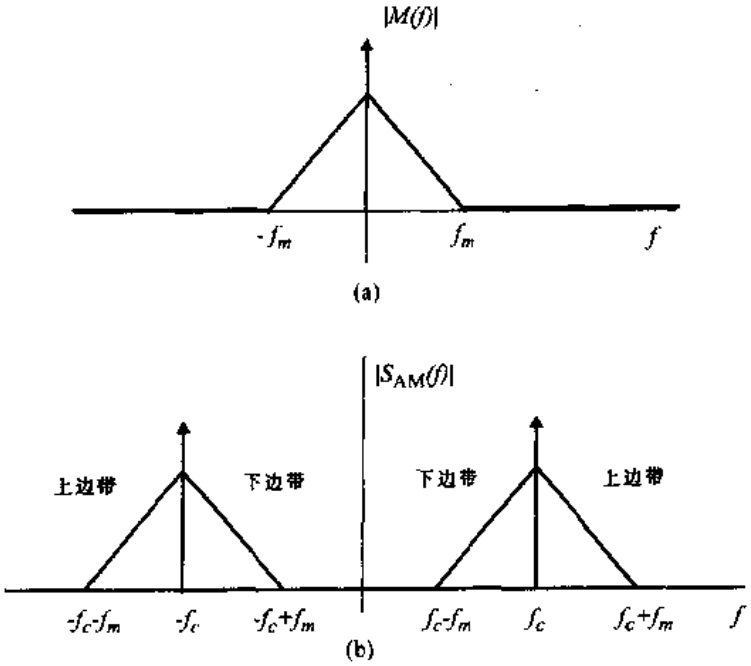


图 5.2 (a) 信号频谱;(b)对应 AM 信号频谱

例 5.1

发射机以 10kW 功率发射一个 0 均值的 AM 正弦信号,若调制指数为 0.6,计算载波功率,总功率中有多少为载波的? 计算每个边带的功率。

例 5.1 解

由式(5.8)有:

$$P_c = \frac{P_{AM}}{1 + k^2/2} = \frac{10}{1 + 0.6^2/2} = 8.47\text{kW}$$

载波占总功率的百分比为:

$$\frac{P_c}{P_{AM}} \times 100 = \frac{8.47}{10} \times 100 = 84.7\%$$

每个边带的功率为:

$$\frac{1}{2}(P_{AM} - P_c) = 0.5 \times (10 - 8.47) = 0.765\text{kW}$$

5.2.1 单边带调幅

因为调幅信号两个边带包含有同样的信息,所以有可能去掉其中一个边带而不损失任何信息。单边带(SSB)调幅系统只传送一个边带(上边带或下边带),所以只占用普通调幅系统一半的带宽。SSB 信号可用数学表示为:

$$S_{SSB}(t) = A_c[m(t)\cos(2\pi f_c t) \mp \hat{m}(t)\sin(2\pi f_c t)] \tag{5.9}$$

式(5.9)中的负号对应于上边带 SSB,正号对应于下边带 SSB。$\hat{m}(t)$ 是 $m(t)$的 Hilbert 变换,即为:

$$\hat{m}(t) = m(t) \otimes h_{HT}(t) = m(t) \otimes \frac{1}{\pi t} \tag{5.10}$$

$H_{HT}(f)$是 $h_{HT}(t)$的傅里叶变换，相当于一个 -90°的相移网络

$$H(f) = \begin{cases} -j & f > 0 \\ j & f < 0 \end{cases} \tag{5.11}$$

两个经常用来产生 SSB 信号的技术是滤波法和平衡调制法。在滤波法中，SSB 信号是由把有两个边带的调幅信号通过一个带通滤波器去掉一个边带来实现的。其调制器框图如图 5.3(a)所示。在中频(IF)上使用晶体滤波器可以得到很好的边带抑制。

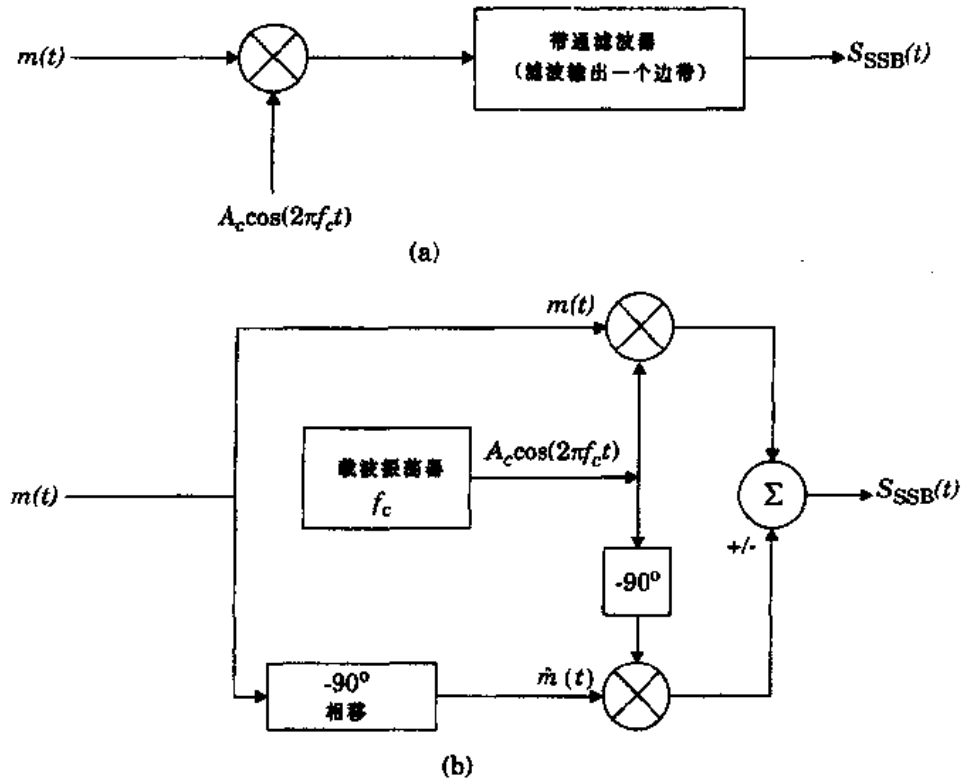


图 5.3 SSB 的产生 (a)用边带滤波器；(b)用平衡调制器

图 5.3(b)给出了直接运用式(5.9)的平衡调制器的框图。调制信号被分解为两个同样的信号，一个调制同相载波，一个相移 -90°后再调制一个正交的载波。正交分量的正负号决定了传送的是上边带还是下边带。

5.2.2 导频单音 SSB

虽然 SSB 系统有占用带宽小的优点，它的抗信道衰落性能却很差。为了能很好地检波 SSB 信号，接收端乘积检波器中振荡器的频率必须与接收的载波频率一样。如果这两个频率不同，乘积检波后将使调制信号的频谱平移，平移的量即是接收载波与本地振荡器频率间的差值。这会导致接收到的音频信号的音调升高或降低。在常规的 SSB 接收机中，很难使本地振荡器频率与接收载波频率调谐到完全相同。多普勒扩展和 Rayleigh 衰落会造成信号频谱的移动，使接收信号的音调和幅度发生变化。这些问题可以通过在 SSB 信号中同时传送一个低幅

值的导频音来解决。接收机中的锁相环可以检测到这个导频音，并用它来锁定本地振荡器的频率和幅值。如果导频音和承载信息的信号经历了相关的衰落，在接收端有可能通过基于跟踪导频音的信号处理方法来抵消衰落的效果。这种处理叫做前向信号再生。通过跟踪导频音，传输信号的相位和幅值可以重建。以导频音的相位和幅值为参考，可以修正由 Rayleigh 衰落造成的边带信号相位和幅值的失真。

现已发展了三种不同的导频音 SSB 系统，参见[Gos78]、[Lus78]、[wel78]。这三种系统都传送一个低幅值的导频音，通常它比 SSB 信号包络的峰值功率低 7.5dB 到 15dB。它们本质的差别在于低幅值导频音在频谱中的位置不同。其中一种系统的低幅值导频音在边带内(带内音)，而另外两种系统的导频音在 SSB 频谱之上或之下。

带内音 SSB 系统有很多优点，它特别适合无线移动环境。在这种技术中，音频频谱的一小部分通过陷波滤波器从音频边带的中心移走，而低幅值导频音则被插入到这个地方。这就既保留了 SSB 信号占用带宽小的优点，同时又提供了很好的对相邻信道的保护。由于导频音和音频信号经历的衰落有很强的相关性，带内音系统可以用某些形式的前向自动增益和频率控制方法，来减轻多径效应的效果。

为了便于处理带内音 SSB，导频音必须对数据透明并且在频谱上与其隔开，以避免音频频谱的交叠。McGeehan 和 Bateman[MCG84]提出一种透明带内音(TTIB)系统。图 5.4 描述了他们提出的技术。基带信号频谱被分为带宽大致相等的两个部分。频率高的部分被滤波器分离出来，并在频谱上平移，平移的值就是陷波滤波器的带宽。低幅导频音被插入到陷波带宽的中心，然后将合成信号发射出去。在接收端导频音被去掉，而进行与发送端相反的频谱上的变换，再生出原始的音频频谱。TTIB 系统以系统带宽换取陷波带宽。陷波带宽的选择取决于信道引入的多普勒扩展和实际滤波器的滚降因子。

5.2.3 调幅信号的解调

调幅信号的解调技术可大致分为两类：相关解调和非相关解调。相关解调需要在接收端知道发射载波的频率和相位，而非相关解调则不需要知道有关相位的信息。在实际的调幅系统中，接收信号在载波频率经过滤波和放大，然后使用超外差接收机将信号变换到中频(IF)上。IF 信号完全保留了 RF 信号频谱的形状。

图 5.5 给出了对调幅信号进行相关解调的乘积检波器框图。乘积检波器(也叫做鉴相器)是一个将输入的带通信号变为基带信号的下变频电路。如果乘积检波器的输入是形如 $R(t)\cos(2\pi f_c t + \theta_r)$的调幅信号，那么乘积器的输出可表示为：

$$v_1(t) = R(t)\cos(2\pi f_c t + \theta_r) A_0 \cos(2\pi f_c t + \theta_0) \tag{5.12}$$

其中，f_c 是振荡器载波频率，θ_r 和 θ_0 分别是接收信号的相位和振荡器的相位。使用附录 E 所示的三角恒等变换，式(5.12)可重新写作：

$$v_1(t) = \frac{1}{2} A_0 R(t)\cos(\theta_r - \theta_0) + \frac{1}{2} A_0 R(t)\cos[2\pi f_c t + \theta_r + \theta_0] \tag{5.13}$$

由于乘积检波器后的低通滤波器去掉了两倍载波频率的项，所以输出为：

$$v_{out}(t) = \frac{1}{2} A_0 R(t)\cos[\theta_r - \theta_0] = KR(t) \tag{5.14}$$

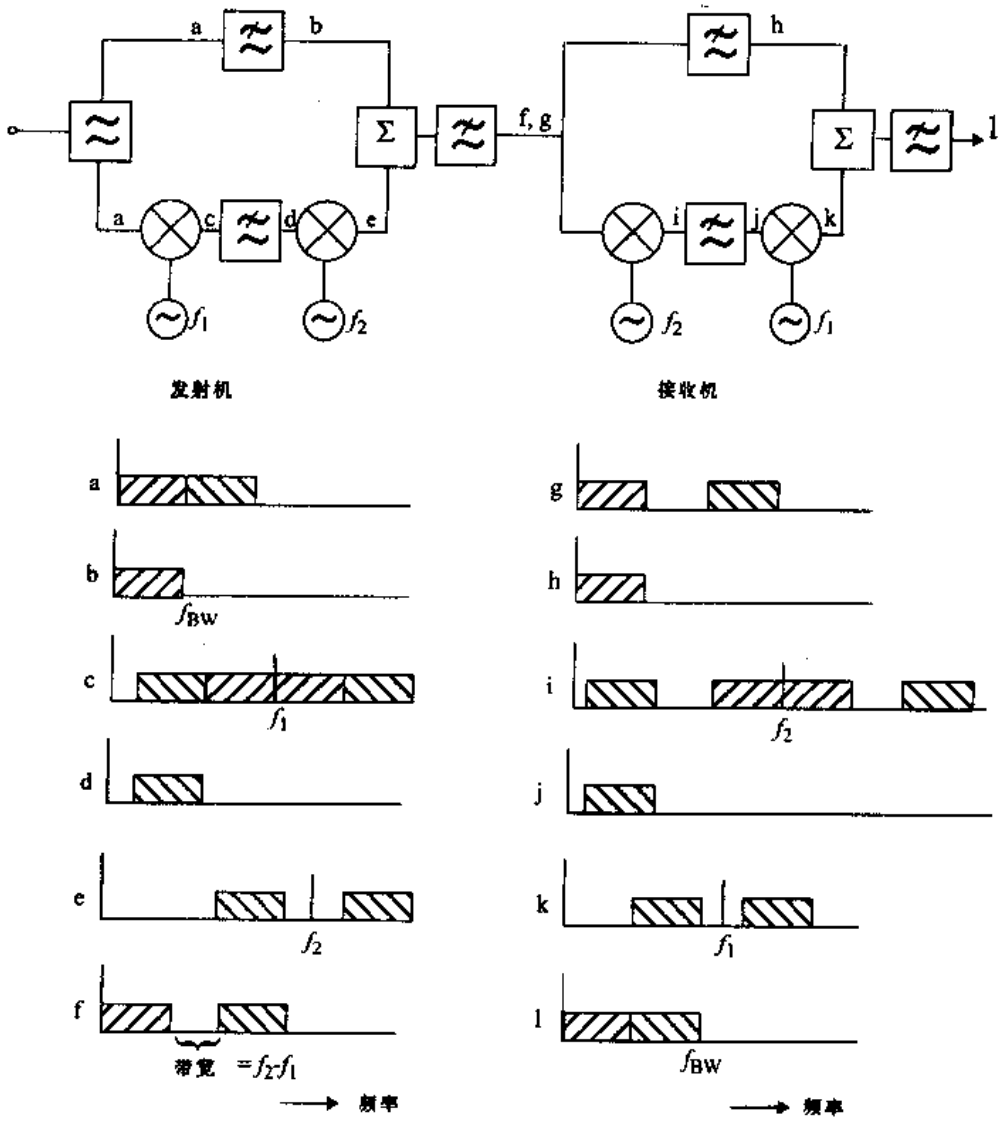


图 5.4 透明带内音系统图示(取自[McG84]© IEEE)。只显示了正频率部分
两种不同的阴影线表示不同的频带

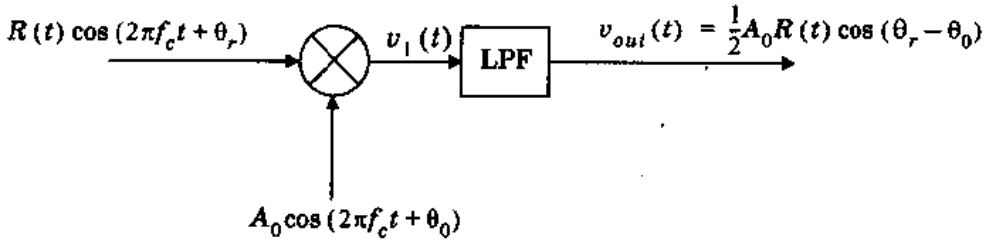


图 5.5 乘法检波器的框图

其中 K 是增益常数。式(5.14)说明,通过低通滤波器后的输出是解调的调幅信号。

调幅信号经常通过使用便宜且容易制造的非相关包络检波器解调,理想的包络检波器是一个输出信号与输入信号实际包络成正比的电路。如果包络检波器的输入是可表示为 $R(t)\cos(2\pi f_c t+\theta_r)$,则输出可表示为式(5.15)。其中 K 是增益常数,一般说来,当输入信号功率至少比噪声大 10dB 时,包络检波器才有用。然而乘积检波器当输入信噪比远低于 0 dB 时仍能用于处理调幅信号。

$$v_{out}(t) = K|R(t)| \tag{5.15}$$

5.3 角度调制

FM 是更为普遍的角度调制方法的一种。角度调制的正弦载波信号是以这样一种方式变化的，载波的角度随基带调制信号的幅度变化而改变。在这种方式中，载波的幅度保持不变（这就是 FM 叫做恒包络的原因）。有许多种不同的方法可以使载波信号的角度随着基带信号变化。两类最重要的角度调制是调频和调相。

调频（FM）这种角度调制，载波信号的瞬时频率随基带信号 $m(t)$ 呈线性变化，如式(5.16)所示：

$$S_{FM}(t) = A_c\cos[2\pi f_c t + \theta(t)] = A_c\cos\left[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^{t} m(\eta)\,d\eta\right] \tag{5.16}$$

其中，A_c 是载波的幅度，f_c 是载波频率，k_f 是频偏常数（度量单位是 Hz/V）。如果调制信号是幅度为 A_m 的正弦信号，频率为 f_m，则调频信号可表示为：

$$S_{FM}(t) = A_c\cos\left[2\pi f_c t + \frac{k_f A_m}{f_m}\sin(2\pi f_m t)\right] \tag{5.17}$$

调相（PM）这种角度调制，载波信号的角度 $\theta(t)$ 随基带信号 $m(t)$ 变化而改变。如式(5.18)所示。

$$S_{PM}(t) = A_c\cos[2\pi f_c t + k_\theta m(t)] \tag{5.18}$$

在式(5.18)中，k_θ 是相移常数（度量单位是 rad/V）。

由上述方程，显然 FM 信号可以被看作调制信号在调制前先积分的 PM 信号。这意味着先对 $m(t)$ 积分，再将结果作为调相器的输入即可得到 FM 信号。相反，先微分 $m(t)$，再将结果作为调频器的输入也可得到 PM 信号。

调频指数 β_f 定义了信号幅度和传送信号带宽之间的关系，如下式所示：

$$\beta_f = \frac{k_f A_m}{W} = \frac{\Delta_f}{W} \tag{5.19}$$

其中，A_m 是调制信号的峰值，Δ_f 是发射信号的最大频偏。W 是调制信号的最大带宽。如果像通常情况那样，调制信号是一个低通信号，W 等于调制信号中最高频率成分 f_{max}。

调相指数 β_p 如下式所示：

$$\beta_p = k_\theta A_m = \Delta\theta \tag{5.20}$$

其中 $\Delta\theta$ 是发射信号的最大角度偏移。

例 5.2

一个正弦调制信号 $m(t) = 4\cos 2\pi 4 \times 10^3 t$，在频偏常数为 10kHz/V 的 FM 调制器中，计算(a)最大频率偏移；(b)调制指数。

例 5.2 解

由题，频偏常数 $K_f = 10\text{kHz/V}$

调制频率 $f_m = 4\text{kHz}$

(a) 当输入信号的瞬时值最大时，达到最大频偏。对于如题的 $m(t)$，其最大值为 4V，于是最大频率偏移值为：

$$\Delta f = 4\text{V} \times 10\text{kHz/V} = 40\text{kHz}$$

(b) 调制指数为：

$$\beta_f = \frac{k_f A_m}{f_m} = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{40}{4} = 10$$

5.3.1 调频信号的频谱和带宽

当用一个正弦测试音如 $m(t) = A_m \cos 2\pi f_m t$，$S_{\text{FM}}(t)$ 的频谱包含有载波的成分和在载波频率两旁的已调制频率 f_m 的整数倍分布的无数多的边带。因为 $S_{\text{FM}}(t)$ 是 $m(t)$ 的非线性函数，对于每一个特定的感兴趣的调制信号波形，都必须专门计算其调频信号频谱。可以看到对于一个正弦信号，调频后其频谱分量是调制指数 β_f 的贝塞尔(Bessel)函数。

FM 信号传输功率中 98% 的在 RF 带宽 B_T 内，其值为：

$$B_T = 2(\beta_f + 1) f_m \qquad \text{(上边带)} \tag{5.21}$$

$$B_T = 2\Delta f \qquad \text{(下边带)} \tag{5.22}$$

上述对调频带宽的估计称做卡森(Carson)公式。卡森公式表明当调制指数较小时($B_f < 1$)，调频信号的频谱集中在载波频率 f_c 附近，并且有一对边带位于 $f_c \pm f_m$，而当调制指数较大时，其带宽约等于或稍大于 $2\Delta f$。

举一个计算调频信号频谱的实际例子，美国 AMPS 蜂窝系统使用的调制指数为 $\beta_f = 3$，$f_m = 4\text{kHz}$。按照卡森公式，AMPS 信道带宽包含一个 32kHz 的上边带和 24kHz 的下边带。然而在实际上，AMPS 标准仅仅规定了调制后在载波两旁 20kHz 以外的信号不得比未调制的载波低 26dB 以上，又进一步规定在载波两旁 45kHz 以外的信号不得比未调制的载波低 45dB 以上[EIA90]。

例 5.3

用 100kHz 的正弦信号以调频方式调制一个 880MHz 的载波。调频信号的最大频偏值为 500kHz，如果此调频信号被一个中频为 5MHz 的超外差接收机接收，计算为使信号通过所需的 IF 带宽。

例 5.3 解

由题：

调制频率 $f_m = 100\text{kHz}$

频偏 $\Delta f = 500\text{kHz}$

故调制指数为：$\beta_f = \Delta f / f_m = 500/100 = 5$

应用卡森公式，调频信号占用带宽为：

$$B_T = 2(\beta_f + 1)f_m = 2(5 + 1)100\text{kHz} = 1200\text{kHz}$$

接收机的 IF 滤波器需要通过上述带宽中的所有成分，所以 IF 滤波器的设计带宽为 1200kHz。

5.3.2 调频调制方式

有两种基本的方法来产生调频信号：直接法和间接法。在直接法中，载波的频率直接随着输入的调制信号的变化而改变。在间接法中，先用平衡调制器产生一个窄带调频信号，然后通过倍频把频偏和载波频率提高到需要的水平。

直接法

在这种方法中，通过使用压控振荡器(VCO)使载波频率随基带信号幅度的变化而改变。由于压控振荡器中使用的电抗随输入电压变化而改变，于是可变电抗使 VCO 的输出瞬时频率正比于输入电压。最常用的电抗器件是可变电压电容器，又叫做变容器。例如使用一个反向偏置的 PN 结二极管就可以得到可变电压电容器。这种二极管的反向电压越大，二极管的跨越电容就越小。将这种器件加到标准的 Hartley 或 Colpitts 振荡器中，就可以得到调频信号了。图 5.6 给出了一种简单的电抗调制器。虽然 VCO 提供了一种简单的产生窄带调频信号的方法，但是当它用来产生宽带调频信号时，VCO 中心频率(载波)的稳定性成为一个主要的问题。通过附加一个锁相环(PLL)来使中心频率锁定在稳定的参考晶振频率上，能提高 VCO 的稳定性。

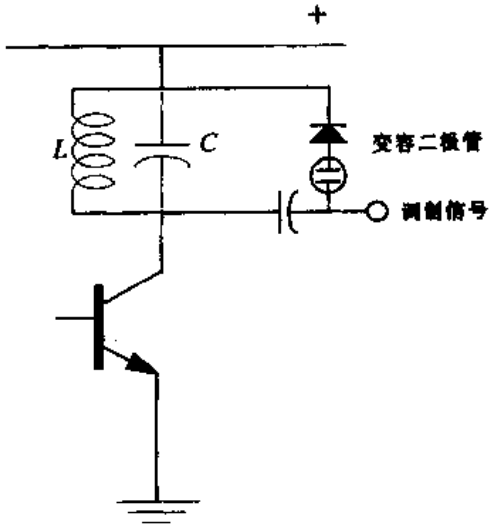


图 5.6 一个简单的电抗调制器，改变变容二级管的电压以调整一个简单振荡器的频率。这个电路就是一个 VCO

间接法

用间接法实现调频是 Major Edwin Armstrong 在 1936 年提出的。这种方法将窄带调频信号近似看作载波信号和一个与载波相差 90°的单边带(SSB)信号的和。当 $\theta(t)$较小时，使用泰勒级数(Taylor series)，式(5.16)可表示为：

$$S_{\text{FM}}(t) \cong A_c\cos 2\pi f_c t - A_c\theta(t)\sin 2\pi f_c t \tag{5.23}$$

式中,第一项代表载波,第二项代表边带。

间接法调频发射机的简单框图如图 5.7 所示。通过使用平衡调制器来调制一个压控晶体振荡器,产生一个窄带调频信号。图 5.7 是式(5.23)的直接应用,为使式(5.23)有效,最大频偏必须保持为一个较小的常数,这样输出才是一个窄带调频信号。用倍频器对窄带调频信号倍频就可以得到宽带调频信号。用间接法产生宽带调频信号的一个缺点是系统的相位噪声随频率倍增因子 N 的增大而增大。

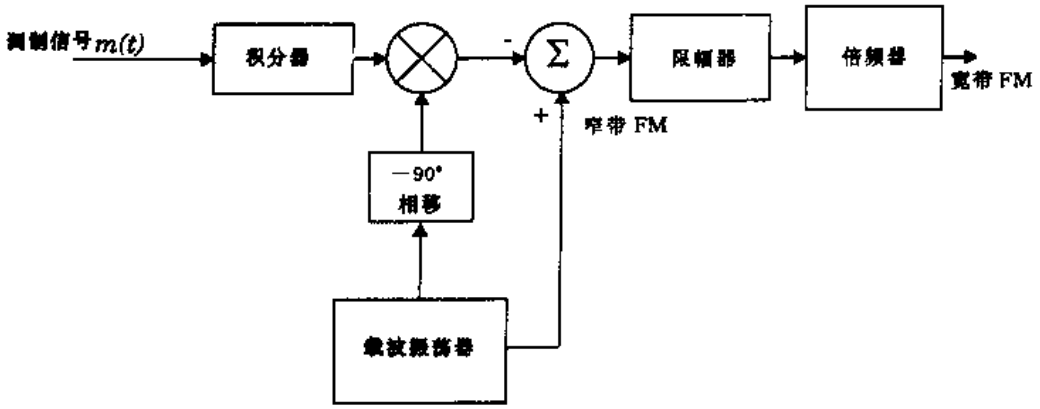


图 5.7 用间接法产生宽带 FM 信号。先用平衡调制器产生一个窄带 FM 信号,再通过倍频产生宽带 FM 信号

5.3.3 调频检波技术

有许多种方法可以从调频信号中恢复出原始的信息。所有 FM 解调器的目的都是为了产生与频率调制器相反的转移特性。这就是说,频率解调器的输出电压应该直接与输入调频信号的瞬时频率成正比。这样一个频率-幅度转换电路就是一个频率解调器。它有各种不同的技术,如倾斜检波、过零检波、锁相环鉴相检波和积分检波。能进行 FM 解调的器件通常叫做鉴相器。在实际的接收机中,RF 信号先被接收、放大,然后在载波上滤波,再变换到 IF 上,这时的信号的频谱与原始的接收信号相同。

倾斜检波

显而易见,可以通过先将调频信号对时间求导(通常叫做倾斜检波),再进行包络检波来解调调频信号。这种 FM 解调器的框图如图 5.8 所示。调频信号先通过一个限幅器去除信道衰落对信号幅度的干扰,产生恒包络信号。由式(5.16)限幅器的输出信号可表示为:

$$v_1(t) = V_1\cos[2\pi f_c t + \theta(t)] = V_1\cos\left[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^{t} m(\eta)\,d\eta\right] \tag{5.24}$$



图 5.8 倾斜检波式 FM 解调器的框图

实际上将信号通过一个具有增益随频率线性增长的转移特性的滤波器,式(5.24)即可被微

分。这种滤波器叫做倾斜滤波器(这就是倾斜检波器名字的由来)。这样,微分器的输出为:

$$v_2(t) = -V_1\left[2\pi f_c t + \frac{d\theta}{dt}\right]\sin(2\pi f_c t + \theta(t)) \tag{5.25}$$

包络检波器的输出为:

$$\begin{aligned} v_{out}(t) &= V_1\left[2\pi f_c + \frac{d}{dt}\theta(t)\right] \\ &= V_1 2\pi f_c + V_1 2\pi k_f m(t) \end{aligned} \tag{5.26}$$

上式表明包络检波器的输出含有一个与载波频率成正比的直流分量和一个与原始信号$m(t)$成正比的时变项。通过电容滤除直流成分就可以得到想要的解调信号。

过零检波

当在很大的频率范围内都要求线性时,如在数据通信中,过零检波器通过直接对输入的调频信号过零点计数,完成频率-幅度的转换。这项技术的基本原理是用过零检波器的输出产生一个脉冲序列,其均值与输入信号的频率成正比。这种解调器有时也称做脉冲平均鉴别器,其框图如图 5.9 所示。输入的调频信号先通过一个限幅电路,将信号转变为一个频率调制的脉冲序列。这个脉冲序列 $v_1(t)$再通过一个微分器,其输出用来触发一个单稳态多频振荡器。其输出是平均持续时间正比于想要得到的信号的脉冲序列。再用一个低通滤波器通过提取这个输出信号的缓变成分来进行求均值操作。最后低通滤波器的输出即为想要的解调信号。

锁相环 FM 检波

锁相环(PLL)是另一种常用的解调调频信号的技术。PLL 是一个能跟踪接收信号的相位和频率的闭合环路控制系统。这样的 PLL 电路如图 5.10 所示。它包含一个压控振荡器 $H(s)$,其输出频率随解调输出电压的变化而改变。压控振荡器的输出电压通过鉴相器与输入信号进行比较,鉴相器的输出电压正比于相位的差值。相差信号反馈到 VCO 用来控制输出频率。反馈环路工作在便于把 VCO 频率锁定在输入频率上的方式。只要 VCO 的频率锁定在输入频率上,VCO 就继续跟踪输入频率的变化。一旦跟踪成功,VCO 的输出电压就是解调的调频信号。

积分检波

积分检波是更常用的解调调频信号的检波技术。这种技术能以非常低的费用很容易地通过集成电路来实现。这种检波器包含这样一个相移网络,它将输入的调频信号进行相移,相移的值正比于输入的瞬时频率,并用乘积检波器(鉴相器)检测原始调频信号与相移网络输出信号之间的相位差。因为相移网络引入的相移正比于输入的调频信号,所以鉴相器的输出电压也正比于输入调频信号的瞬时频率。这样就完成了频率-幅度的转换,调频信号得到解调。

为了使积分检波器得到最佳性能,由调制信号带宽引入的相移必须非常小(不大于 ±5°)。相移网络对幅度的响应必须为常数,在调频信号所占频谱内对频率的响应为线性,如图 5.11 所示。还有,在载波频率上相移网络要有精确的 90°相移。

图 5.12 给出了积分检波器的框图。以下的分析说明这个电路的功能正是一个 FM 解调

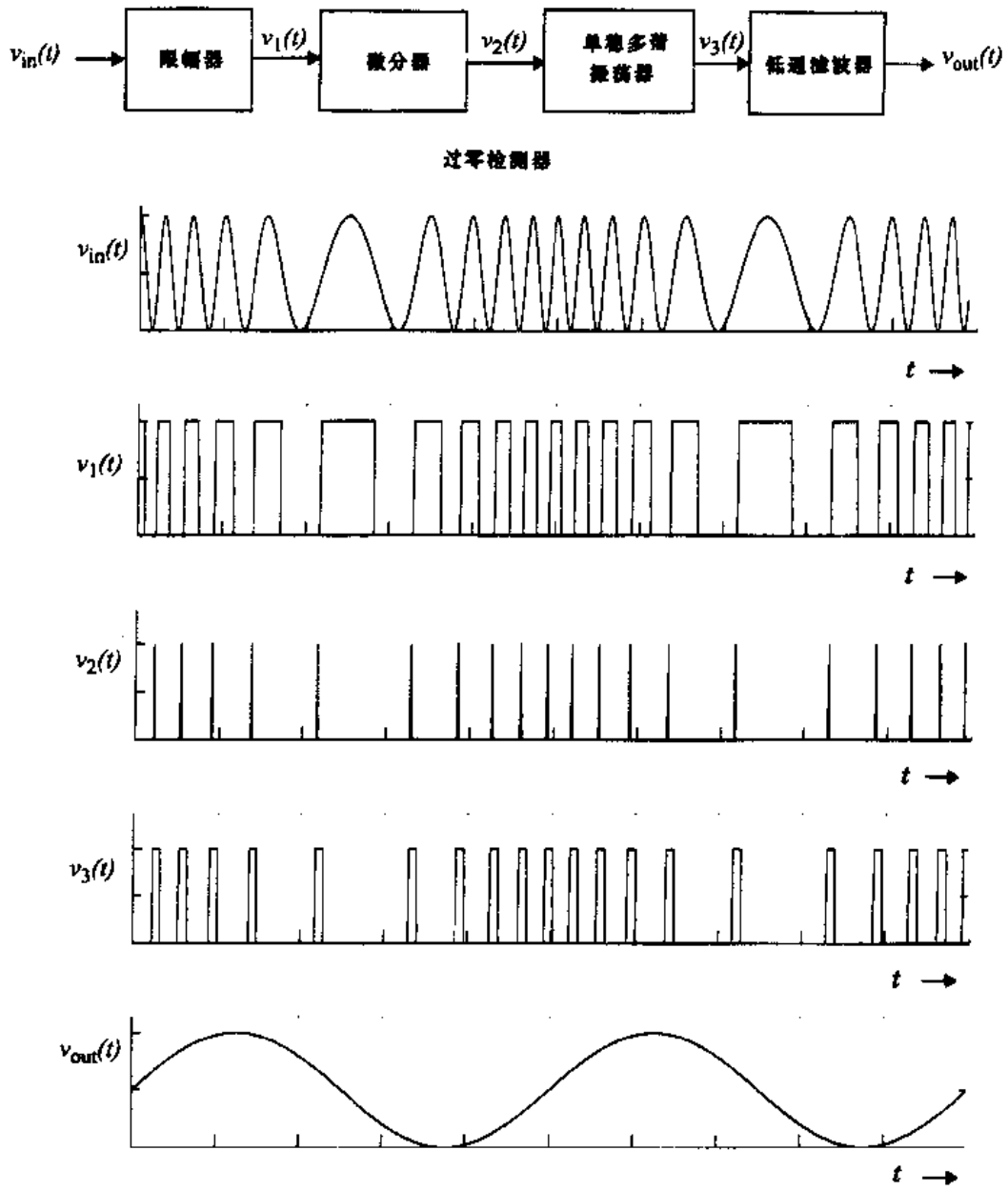


图 5.9　过零检波器的框图和相应的波形图

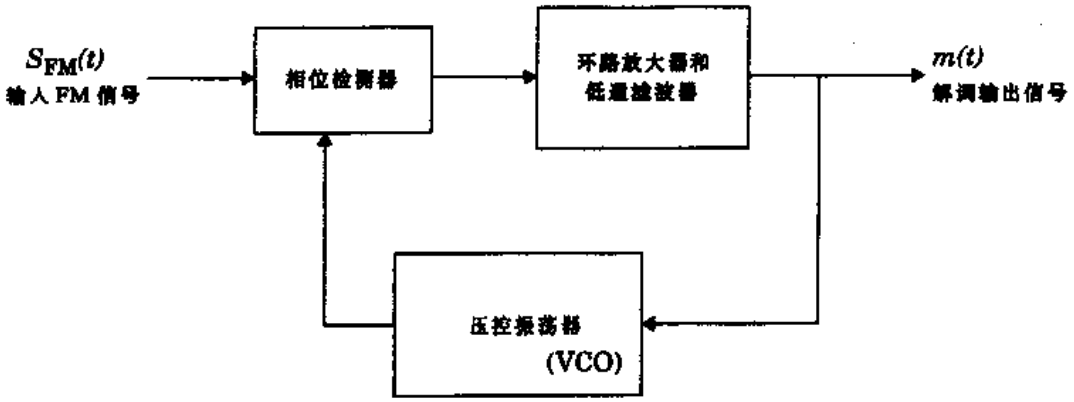


图 5.10　使用 PLL 频率解调器的框图

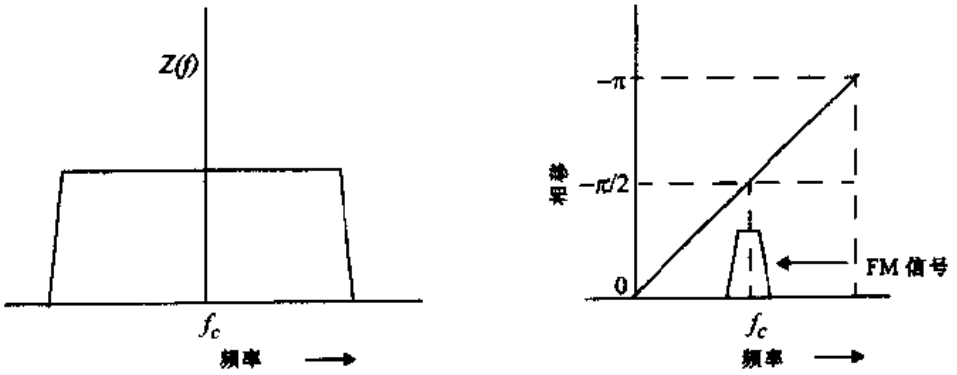


图 5.11　有恒定增益和线性相位的相移网络的特性

器。相移网络的相位响应方程可表示为：

$$\phi(f) = -\frac{\pi}{2} + 2\pi K(f - f_c) \tag{5.27}$$

其中 K 是一个比例常数。当一个调频信号(见式(5.16))通过这个相移网络，其输出可表示为：

$$v_\phi(t) = \rho A_c \cos\left[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int m(\eta)\, d\eta + \phi(f_i(t))\right] \tag{5.28}$$

其中，ρ 是常数，$f_i(t)$是输入调频信号的瞬时频率，它定义为：

$$f_i(t) = f_c + k_f m(t) \tag{5.29}$$

乘积检波器的输出正比于 $v_\phi(t)$ 和 $S_{FM}(t)$相差的余弦值，如下所示：

$$\begin{aligned} v_0(t) &= \rho^2 A_c^2 \cos(\phi(f_i(t))) \\ &= \rho^2 A_c^2 \cos(-\pi/2 + 2\pi K[f_i(t) - f_c]) \\ &= \rho^2 A_c^2 \sin[2\pi K k_f m(t)] \end{aligned} \tag{5.30}$$

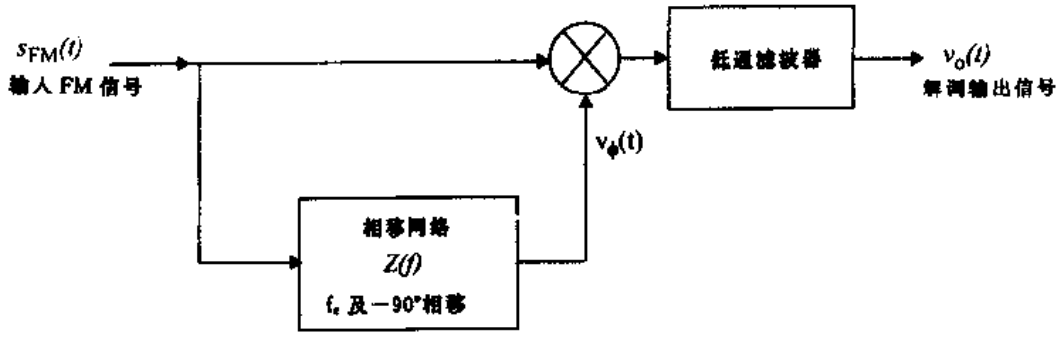


图 5.12　积分检波器的框图

如果相移值很小，式(5.30)可简化为：

$$v_0(t) = \rho^2 A_c^2 2\pi K k_f m(t) = Cm(t) \tag{5.31}$$

这样积分检波器的输出就是我们想要的信号与一个常数的乘积。

在实际中，相移网络通过使用积分振荡电路或者延迟线来实现，更常用的是积分振荡电路，因为它便宜又容易实现。调谐于载波或中频的并行 RLC 电路也能用于制造积分振荡电路。

例 5.4

设计一个 RLC 网络实现一个中频积分 FM 解调器，$f_c = 10.7\text{MHz}$，对称带通频谱为 500kHz。并画出设计网络的转移函数以验证它能否工作。

例 5.4 解

积分检波器的框图如图 5.12 所示，用 RLC 电路实现的相移网络如图 E5.4.1 所示。这里当 $f = f_c$ 时用 90°相移代替 −90°相移。由图 E5.4.1 有：

$$\frac{V_q(\omega)}{V_f(\omega)} = \frac{Z_1(\omega)}{Z_1(\omega) + Z_2(\omega)} \tag{E5.4.1}$$

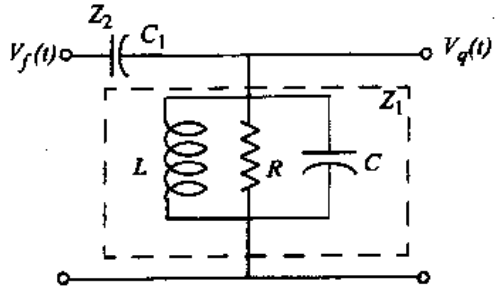


图 E5.4.1　RLC 相移网络电路图

上式变项为：

$$\frac{V_q(\omega)}{V_f(\omega)} = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2} = \frac{j\omega C_1}{j\omega C + \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C_1} = \frac{j\omega RC_1}{1 + jR\left(\omega(C + C_1) - \frac{1}{\omega L}\right)} \tag{E5.4.2}$$

令电路中有 $\omega_c^2 = 1/(L(C_1 + C))$，则：

$$Q = \frac{R}{\omega_c L} = R\omega_c(C_1 + C) \tag{E5.4.3}$$

$$\frac{V_q}{V_f} = \frac{j\omega RC_1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega}\right)}$$

这样，对于 $\omega = \omega_c$，则：

$$\frac{V_q}{V_f} = j\omega_c RC_1$$

这使得在 ω_c 处得到了想要的 90°相移。在中频，网络引入的相移可表示为：

$$\phi(\omega_i) = \frac{\pi}{2} + \tan^{-1}\left[Q\left(\frac{\omega_i}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega_i}\right)\right] = 90° + \eta$$

为使系统性能良好，须使 $-5° < \phi(\omega_i) < 5°$（近似）。

这样，$f_c = 10.7\text{MHz}$，$B = 500\text{kHz}$，在最大中频 $f_i = f_c + 250\text{kHz}$ 时，须使

$$Q\left(\frac{10.7 \times 10^6 + 250 \times 10^3}{10.7 \times 10^6} - \frac{10.7 \times 10^6}{10.7 \times 10^6 + 250 \times 10^3}\right) = \tan 5°$$

可得 $Q = 1.894$。

由 $Q = 1.894$，在最小中频 $f_i = f_c - 250\text{kHz}$ 时，检验相移：

$$\tan^{-1}\left[1.894\left(\frac{10.45}{10.7}-\frac{10.7}{10.45}\right)\right]=-5.12°\approx-5°$$

我们检验了电路在 $Q=1.894$ 时满足相移的要求。

现在来计算 L,R,C 和 C_1 的值。

选取 $L=10\mu H$，由式(E5.4.3)的第一部分，可计算得 R 值为 1.273kΩ。

由方程 E5.4.3 得第二部分，可得：

$$C_1+C=\frac{Q}{R\omega_c}=\frac{1.894}{(1.273\times10^3)2\pi(10.7\times10^6)}=22.13\text{pF}。$$

假设 $C_1=12.13\text{pF}\cong12\text{pF}$，可得 $C=10\text{pF}$。

所设计的相移网络转移函数的模值为：

$$|H(f)|=\frac{2\pi fRC_1}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{f}{f_c}-\frac{f_c}{f}\right)^2}}=\frac{97.02\times10^{-9}f}{\sqrt{1+3.587\left(\frac{f}{10.7\times10^6}-\frac{10.7\times10^6}{f}\right)^2}}$$

转移函数的相位为：

$$\angle H(f)=\frac{\pi}{2}+\tan^{-1}\left[Q\left(\frac{f}{f_c}-\frac{f_c}{f}\right)\right]=\frac{\pi}{2}+\tan\left[1.894\left(\frac{f}{10.7\times10^6}-\frac{10.7\times10^6}{f}\right)\right]$$

转移函数的模值和相位如图 E5.4.2 所示。由图可以容易地看到，相移网络的转移函数满足要求，故可以进行 FM 检波。

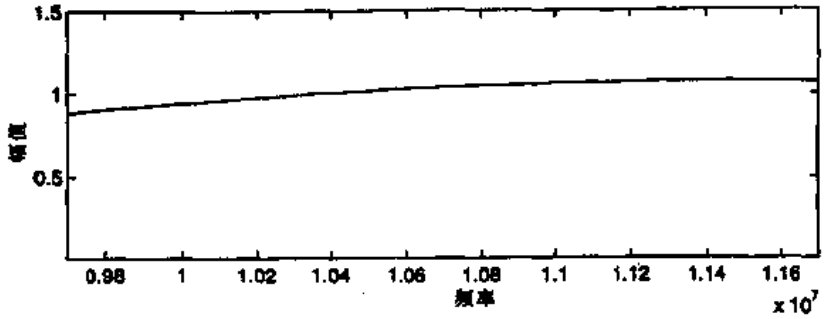


图 E5.4.2(a)　设计相移网络的模值响应

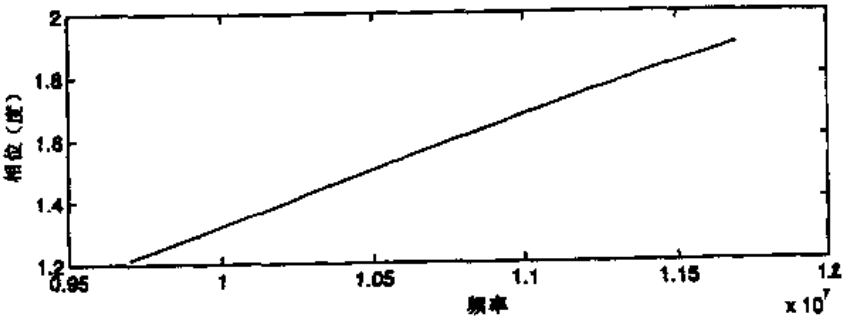


图 E5.4.2(b)　设计相移网络的相位响应

5.3.4　一个调频信号带宽和信噪比(SNR)的折衷

在角度调制系统中，检波前的信噪比是接收机 IF 滤波器带宽、接收信号功率和接收干扰的函数。然而，检波后的信噪比是信号最大频率 f_{max}、调制指数 β_f 和输入信噪比 $(SNR)_{in}$ 的函数。

设计得当的 FM 接收机的输出 SNR 取决于调制指数，如下式[Cou93]所示：

$$(SNR)_{out} = 6(\beta_f + 1)\beta_f^2 \overline{\left(\frac{m(t)}{V_p}\right)^2} (SNR)_{in} \tag{5.32}$$

其中，V_p 是调制信号 $m(t)$的峰—零值，输入信噪比$(SNR)_{in}$为：

$$(SNR)_{in} = \frac{A_c^2/2}{2N_0(\beta_f + 1)B} \tag{5.33}$$

其中，A_c 为载波幅度，N_0 为 RF 白噪声功率谱密度，B 是接收机前端带通滤波器的 RF 等效带宽。注意到$(SNR)_{in}$中用到的 RF 信号带宽由式(5.21)的卡森公式给出。为了进行对比，把$(SNR)_{in;AM}$定义为 RF 信号带宽为 $2B$ 的普通调幅接收机的输入功率，即为：

$$SNR_{in;AM} = \frac{A_c^2}{2N_0B} \tag{5.34}$$

则对于 $m(t) = A_m \sin\omega_m t$，式(5.32)可简化为：

$$[SNR]_{out} = 3\beta_f^2(\beta_f + 1)(SNR)_{in} = 3\beta_f^2(SNR)_{in;AM} \tag{5.35}$$

上述$(SNR)_{out}$的表达式，仅当$(SNR)_{in}$超过 FM 检波器的门限值时才有效。超过门限值的最小接收$(SNR)_{in}$值，典型为 10dB 左右。当$(SNR)_{in}$低于门限值时，解调信号成为噪声。在 FM 移动无线电系统中，由于接收信号在门限值上下波动，经常会听到门限噪声。式(5.35)说明 FM 检波器的输出 SNR 可以通过增大传送信号的调制指数 β_f 来提高。换句话说，可以通过增大调频信号的调制指数来提高 FM 检波的增益。但是，增大调制指数会导致占用带宽的增大。当 β_f 值较大时，估算信道带宽的卡森公式为 $2\beta_f f_{max}$。由式(5.35)的右式可见，FM 检波器的输出 SNR 比具有同样 RF 带宽的 AM 信号的输入 SNR 大 3 β_f^2 倍。因为 AM 检波器有线性检波增益，所以 FM 的$(SNR)_{out}$比 AM 的$(SNR)_{out}$大许多。

式(5.35)说明在 FM 检波器输出端的 SNR 与信号带宽的三次方成正比。这就清楚地解释了为什么 FM 对衰落信号表现出很好的性能。只要$(SNR)_{in}$大于门限值，$(SNR)_{out}$就远大于$(SNR)_{in}$。一项叫做门限扩展的技术可以用于 FM 解调器中，使检波灵敏度提高到$(SNR)_{in}$ = 6dB 左右。

FM 可以通过在发射端调整调制指数，而不是发射功率，来提高接收性能。在 AM 中就不能这样，因为线性调制不允许以带宽换取 SNR。

例 5.5

一个模拟调频信号，音频带宽为 5kHz，调制指数为 3，问需要多大的带宽？如果调制指数提高到 5，输出 SNR 能提高多少？为此折衷付出的带宽是多少？

例 5.5 解

由卡森公式知，调频信号带宽为：

$$B_T = 2(\beta_f + 1)f_m = 2(3 + 1)5\text{kHz} = 40\text{kHz}$$

由式(5.35)，输出 SNR 的提高因子为：

$$3\beta_f^3 + 3\beta_f^2$$

所以

当 $\beta_f = 3$，输出 SNR 因子 $\approx 3(3)^3 + 3(3)^2 = 108 = 20.33\text{dB}$

当 $\beta_f = 5$，输出 SNR 因子 $\approx 3(5)^3 + 3(5)^2 = 450 = 26.53\text{dB}$

调制指数从 3 增加到 5，输出 SNR 提高了 $26.53 - 20.33 = 6.2\text{dB}$

这种提高是以带宽为代价的。当 $\beta_f = 3$ 时，需要的带宽为 40kHz，当 $\beta_f = 5$ 时，需要的带宽为 60kHz。

5.4 数字调制概述

现代移动通信系统都使用数字调制技术。超大规模集成电路(VLSI)和数字信号处理(DSP)技术的发展使数字调制比模拟的传输系统更有效。数字调制比模拟调制有许多优点，其中包括更好的抗噪声性能，更强的抗信道损耗，更容易复用各种不同形式的信息(如声音，数据和视频图像等)和更好的安全性等。除此之外，数字传输系统适应于可以检查和(或)纠正传输差错的数字差错控制编码，并支持复杂的信号条件和处理技术，像信源编码、加密技术和为提高整个通信链路性能的均衡技术。新的多用途可编程数字信号处理器使得数字调制器和解调器完全用软件来实现成为可能。不同于以前硬件永久固定、面向特定调制解调器的设计方法，嵌入式的软件实现方法可以在不重新设计或替换调制解调器的情况下改变和提高其性能。

在数字无线通信系统中，调制信号(如信息)可表示为符号或脉冲的时间序列，其中每个符号可以有 m 种有限的状态。每个符号代表 n 比特的信息，$n = \log_2 m$ 比特/符号。许多数字调制方案都应用于现代无线通信系统中，还有更多的方案将会加入进来。这些技术当中有些差别很小，每一种都属于一族相关的调制方法。例如，相移键控(PSK)既可以相干解调也可以差分解调，并且每个符号可以有 2 种、4 种、8 种或更多的取值(如 $n = 1,2,3$ 或更多比特)，这取决于信息在单个符号上以何种方式传输。

5.4.1 影响选择数字调制方式的因素

有几个因素会影响数字调制方案的选择。一个令人满意的调制方案要能在低接收信噪比的条件下提供小的误比特率，对抗多径和衰落情况性能良好，占用最小的带宽，并且容易实现，价格低廉。现有的调制方案不能同时满足以上所有的要求，有的误比特率性能好，有的带宽利用率高。对于不同应用的要求，需要在选择数字调制方案时进行折衷。

调制方案的性能常用它的功率效率和带宽效率来衡量。功率效率描述了在低功率情况下一种调制技术保持数字信息信号正确传送的能力。在数字通信系统中，为提供抗噪声性能，有必要提高信号的功率。然而，为得到特定水平的保真度(也就是可接受的误比特率)所需要提高信号功率的数值，取决于使用的调制方法。一种数字调制方案的功率效率 η_p(有时叫做能量效率)是由它怎样有利于信号保真度和功率之间的折衷来衡量的，通常表示为在接收机输入端特定的误码概率下(如 10^{-5})，每比特信号能量和噪声功率谱密度的比值(E_b/N_0)。

带宽效率描述了调制方案在有限的带宽内容纳数据的能力。一般说来，提高数据率意味着减少每个数字符号的脉冲宽度。这样，数据率和占用带宽之间就有不可避免的联系。有些调制方案在这两者之间的折衷上，性能优于其他的方案。带宽效率反映了对分配的带宽是如

何有效利用的，它定义为在给定带宽内每赫兹数据率吞吐量的值。如果 R 是每秒数据率，单位是比特，B 是已调 RF 信号占用的带宽，则带宽效率 η_B 表示为：

$$\eta_B = \frac{R}{B} \quad \text{bps/Hz} \tag{5.36}$$

如果一种调制的 η_B 值大，则在分配的带宽内传输的数据更多，所以数字移动系统的系统容量与调制方案的带宽效率有直接的联系。

带宽效率有一个基本的上限。香农(Shannon)的信道编码理论指出，在一个任意小的错误概率下，最大的带宽效率受限于信道内的噪声，下式是信道容量公式[Sha48]：

$$\eta_{B\max} = \frac{C}{B} = \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \tag{5.37}$$

其中，C 是信道容量(单位为 bps)，B 是 RF 带宽，S/N 是信噪比。

在数字通信系统的设计中，经常需要在带宽效率和功率效率之间折衷。例如，在第 6 章中，对信息信号增加差错控制编码，提高了占用带宽(这样就降低了带宽效率)，但同时对于给定的误比特率所必需的接收功率降低了，于是以带宽效率换取了功率效率。另一方面，更多进制的调制方案(多进制键控)降低了占用带宽，但是增加了所必需的接收功率，于是以功率效率换取了带宽效率。

虽然对功率和带宽的考虑非常重要，其他的因素同样会影响对数字调制方案的选择。例如，对于服务于大用户群的个人通信系统，用户端接收机的费用和复杂度必须降到最小，这样检波简单的调制方式就最有吸引力。在各种不同的信道损耗下，像 Rayleigh 和 Rician 衰落及多径时间扩散，对于解调器的实现、调制方案的性能是另一个选择调制方案的关键因素。在干扰为主要问题的蜂窝系统中，调制方案在干扰环境中的性能就显得极为重要。对时变信道造成的延时抖动的检测灵敏度，也是在选择调制方案时要考虑的重要因素。一般说来，调制、干扰、信道时变效果和解调器详细的性能，都要通过仿真方法来对整个系统进行分析，从而决定相关的性能和最终的选择。

例 5.6

如果一无线通信链路的 SNR 为 20dB，RF 带宽为 30kHz，计算理论上可以传输的最大数据率。将其与在第 1 章中描述的美国数字蜂窝(USDC)标准做个比较。

例 5.6 解

由题：

$S/N = 20\text{dB} = 100$

RF 带宽 $B = 30000\text{Hz}$

由 Shannon 信道容量公式(5.37)，可能的最大数据率为：

$$C = B\log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) = 30000\log_2(1 + 100) = 199.75\text{kbps}$$

USDC 数据率为 48.6kbps，这只有在 SNR 为 20dB 条件下理论极限值的四分之一。

例 5.7

带宽为 200kHz,SNR 分别为 10dB、30dB 的信道的理论最大数据率为多少？这与在第 1 章描述的 GSM 标准相比如何？

例 5.7 解

由题：$SNR = 10\text{dB} = 10$，$B = 200\text{kHz}$

由 Shannon 信道容量公式(5.37)，可能的最大数据率为：

$$C = B\log_2(1 + \frac{S}{N}) = 200000\log_2(1 + 10) = 691.886\text{kbps}$$

GSM 的数据率为 270.833kbps，是在 10dB SNR 条件下理论值的 40%

由题：$SNR = 30\text{dB} = 1000$，$B = 200\text{kHz}$

可能的最大数据率为：

$$C = B\log_2(1 + \frac{S}{N}) = 200000\log_2(1 + 1000) = 1.99\text{Mbps}$$

5.4.2 数字信号的带宽和功率谱密度

信号带宽的定义是随上下文的不同而变化的，实际上并没有一个适用于所有情况的定义[Amo80]。然而所有的定义都是基于信号功率谱密度(PSD)的某种度量。随机信号 $\omega(t)$ 的功率谱密度的定义如下[Cou93]：

$$P_\omega(f) = \lim_{T\to\infty}\left(\frac{\overline{|W_T(f)|^2}}{T}\right) \tag{5.38}$$

其中，上划线表示总体平均，$W_T(f)$ 是 $\omega_T(t)$ 的傅里叶变换，$\omega_T(t)$ 是信号 $\omega(t)$ 的截短式，定义为：

$$\omega_T(t) = \begin{cases} \omega(t) & -T/2 < t < T/2 \\ 0 & t \quad \text{其他的} \end{cases} \tag{5.39}$$

已调(带通)信号的功率谱密度与基带复包络信号的功率谱密度有关。如果一个基带信号 $s(t)$ 如下所示：

$$s(t) = Re\{g(t)\exp(j2\pi f_c t)\} \tag{5.40}$$

其中 $g(t)$ 是基带信号的复包络，则带通信号的 PSD 如下：

$$P_s(f) = \frac{1}{4}[P_g(f - f_c) + P_g(-f - f_c)] \tag{5.41}$$

其中 $P_g(f)$ 是 $g(t)$ 的 PSD。

信号的绝对带宽定义为信号的非零值功率谱在频率上占的范围。像基带矩形脉冲信号，其 PSD 外形为 $(\sin f)^2/f^2$，在频率上无限延伸，它的绝对带宽就为无限值。更为简单和广泛使用的带宽度量是零点-零点带宽。零点-零点带宽等于频谱主瓣宽度。

一种非常普遍的带宽度量是衡量频谱的分散程度，叫做半功率带宽。半功率带宽定义为 PSD 下降到一半时，或者比峰值低 3dB 时的频率范围。半功率带宽也叫做 3dB 带宽。

联邦通信委员会(FCC)采纳的定义是在占用频带以上部分有信号功率的0.5%,在占用频带以下部分也有信号功率的0.5%。换句话说,占用频带以内有信号功率的99%。

另一个经常用来规定带宽的方法是指出在规定带宽以外的任意点,信号的PSD都低于一个给定值。典型的规定是45dB到60dB的衰减。

5.4.3 线型码

数字基带信号经常使用线型码使脉冲序列具有特定的频谱特性。移动通信最常用的码型

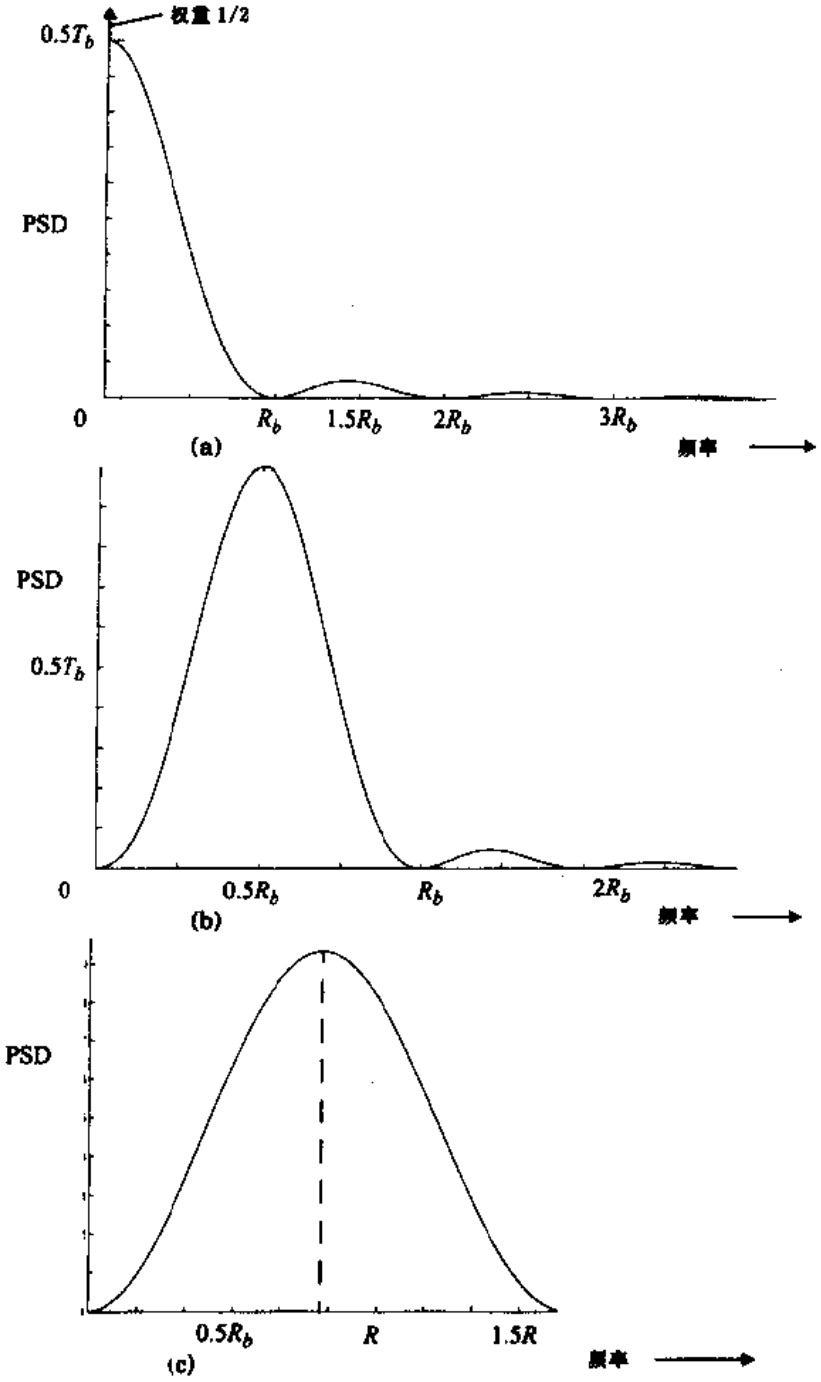


图 5.13 功率谱密度 (a)单极性NRZ;(b)单极性RZ;(c)Manchester线型码

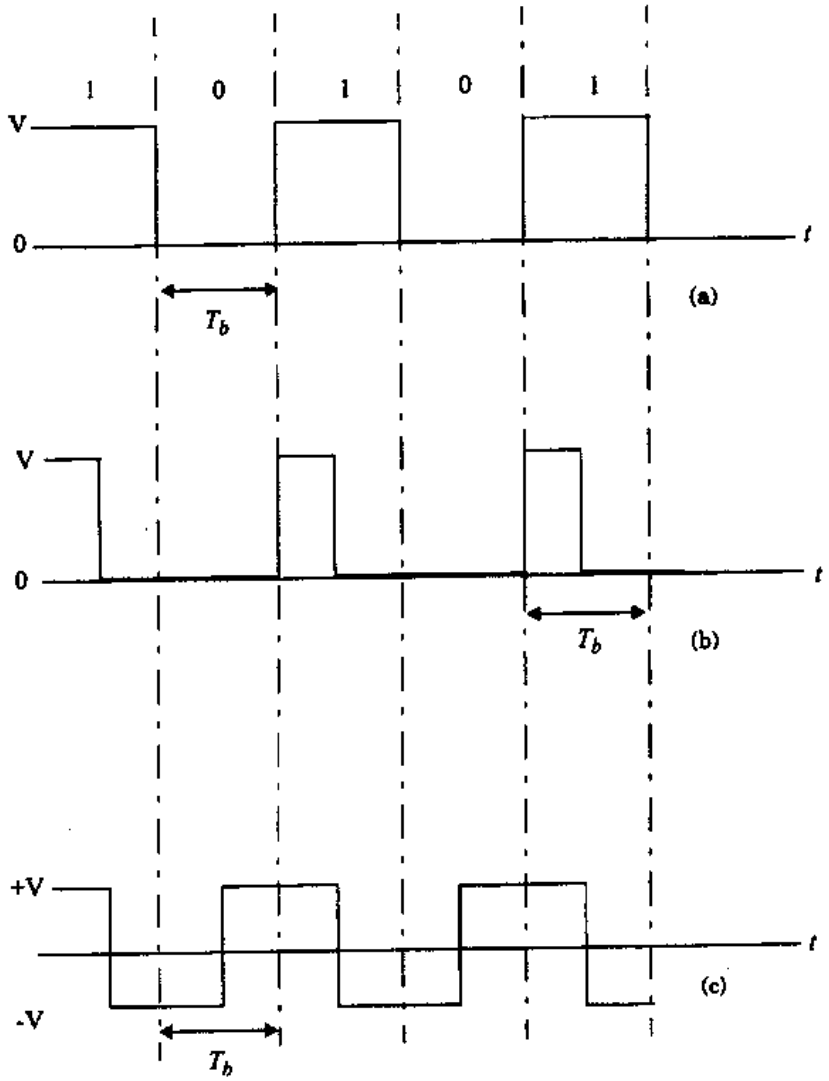


图 5.14　二进制线码的时间波形　(a)单极性 NRZ;(b)单极性 RZ;(c)Manchester 线型码

是归零码(RZ)、非归零码(NRZ)和 Manchester 码(见图 5.13 和图 5.14)。所有这些码型可以是单极性的(电压为 0 或 V),也可以是双极性的(电压为 V 或 - V)。RZ 意味着在每比特周期脉冲要回到零值。这会使频谱扩宽,但便于定时同步。另一方面,NRZ 码在每个比特周期不回到零值——信号在每个比特周期内保持定值。NRZ 码比 RZ 码频谱利用率高,但同步能力差。因为有大量的直流成分,NRZ 线码用于不需要通过音频放大器或电话线等直流耦合电路的数据上。

Manchester 码是 NRZ 线型码的一种特殊类型,它十分适用于必须通过电话线和其他直流耦合电路的信号,因为它没有直流成分,并容易同步。Manchester 码用两个脉冲来表示一个二进制符号,由于每个比特周期内都确保经过零点,所以时钟恢复很容易。这些线型码的功率谱密度如图 5.13 所示,时间波形如图 5.14 所示。

5.5　脉冲成形技术

当矩形脉冲通过限带信道时,脉冲会在时间上延伸,每个符号的脉冲将延伸到相邻符号的

时间间隔内。这会造成符号间干扰(ISI),并导致接收机在检测一个符号时发生错误的概率增大。一个显而易见的减少符号间干扰的方法是增加信道带宽。然而,移动通信系统需要占用带宽小,以及可以减少调制带宽和抑制带外辐射,同时又非常需要减小符号间干扰。移动无线系统中在相邻信道内的带外辐射,一般应比带内的辐射低 40dB 到 80dB。因为很难在 RF 频率上对发射机的频谱直接进行操作,脉冲成形就在基带或 IF 上进行。有许多熟知的脉冲成形技术可用来同时减少符号间干扰和已调数字信号的带宽。

5.5.1 消除符号间干扰的奈奎斯特(Nyquist)准则

奈奎斯特是第一个解决既能克服符号间干扰又保持小的传输带宽问题的人[Nyq28]。他发现只要把通信系统(包括发射机、信道和接收机)的整个响应设计成在接收机端每个抽样时刻只对当前的符号有响应,而对其他符号的响应全等于零,那么符号间干扰 ISI 的影响就能完全被抵消。如果 $h_{eff}(t)$是整个通信系统的冲激响应,这个条件在数学上可表示为:

$$h_{eff}(nT_s)=\begin{cases}K & n=0\\ 0 & n\neq 0\end{cases} \tag{5.42}$$

其中,T_s 是符号周期,n 是整数,K 是非零常数。有效的系统传递函数为:

$$h_{eff}(t)=\delta(t)*p(t)*h_c(t)*h_r(t) \tag{5.43}$$

其中,$p(t)$是符号的脉冲波形,$h_c(t)$是信道的冲激响应,$h_r(t)$是接收机冲激响应。奈奎斯特得到了满足式(5.42)条件的传递函数 $H_{eff}(f)$[Nyq28]。

在选取满足式(5.42)的传递函数时有两个重要的地方需要考虑。第一,$h_{eff}(f)$在接近 $n\neq 0$ 的取样点的地方要迅速衰减。第二,如果信道是理想的($h_c(t)=\delta(t)$),在发射端和接收端必须有可能实现或非常逼近具有 $H_{eff}(f)$的成形滤波器。考虑如式(5.44)所示的冲激响应:

$$h_{eff}(t)=\frac{\sin(\pi t/T_s)}{(\pi t)/T_s} \tag{5.44}$$

显然,这个冲激响应满足方程(5.42)所示的能消除 ISI 的奈奎斯特条件(见图 5.15)。所以,如果整个通信系统可以建模为一个冲激响应如方程(5.44)所示的滤波器,那么就有可能完全消除 ISI。滤波器的传递函数可以通过对冲激响应做傅里叶变换得到,如下所示:

$$H_{eff}(f)=\frac{1}{f_s}\Pi\left(\frac{f}{f_s}\right) \tag{5.45}$$

这个传递函数对应于绝对带宽为 $f_s/2$ 的矩形"砖墙"滤波器,其中 f_s 为符号速率。虽然这个传递函数满足最小带宽的零 ISI 准则,但实现它时会有实际困难,因为它对应于非因果系统($t<0$ 时,$h_{eff}(t)$存在)并难以逼近。还有,$(\sin t)/t$ 脉冲波形在每个过零点的斜率都为 $1/t$,仅在 T_s 的整数倍点为零,这样在过零点取样时间内的任何错误都将由于相邻符号间的重叠造成严重的 ISI(由于相邻取样之间有时间抖动,斜率为 $1/t^2$ 或 $1/t^3$ 更适于减少 ISI)。

奈奎斯特还证明了任何传递函数为矩形带宽 $f_0\geq 1/2T_s$ 的滤波器,与一个在矩形滤波器的通带外为零值的任意偶函数 $Z(f)$相卷积,结果满足零 ISI 条件。数学上,满足零 ISI 条件的滤波器可表示为:

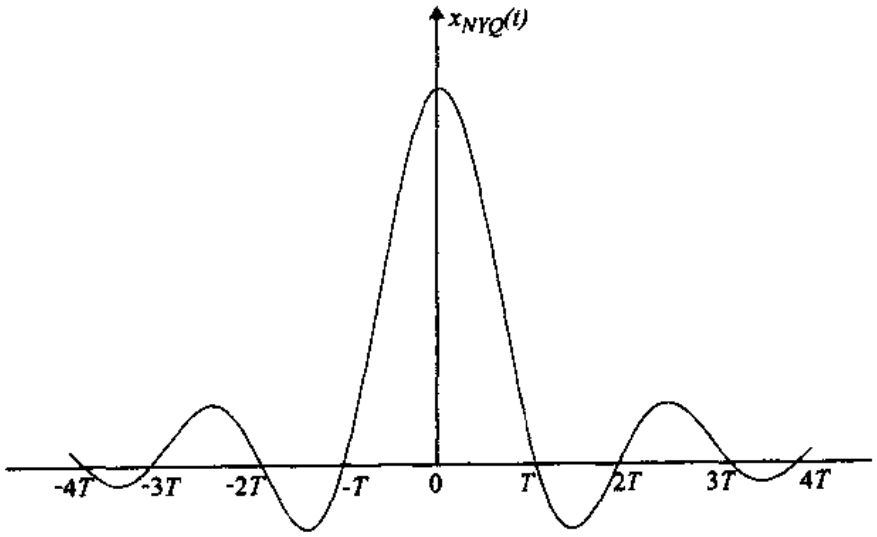


图 5.15　理想的没有符号间干扰的奈奎斯特(Nyquist)脉冲波形

$$H_{eff}(f) = \Pi\left(\frac{f}{f_6}\right) \otimes Z(f) \tag{5.46}$$

其中 $Z(f) = Z(-f)$，当 $|f| \geq f_0 \geq 1/2T_s$ 时，$Z(f) = 0$。表达为冲激响应的形式，奈奎斯特准则表明任何滤波器只要其冲激响应为：

$$h_{eff}(t) = \frac{\sin(\pi t/T_s)}{\pi t} z(t) \tag{5.47}$$

就可以消除 ISI。满足奈奎斯特准则的滤波器称作奈奎斯特滤波器(如图 5.16 所示)。

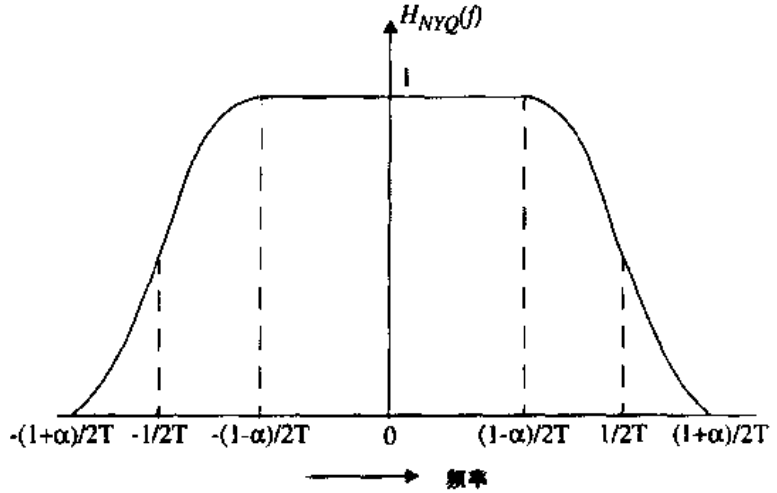


图 5.16　奈奎斯特(Nyquist)脉冲成形滤波器的传递函数

假定由信道引入的失真可以通过使用传递函数与信道响应相反的均衡器来完全消除，那么整个传递函数 $H_{eff}(f)$ 可以近似为发射机和接收机滤波器传递函数的乘积。一个有效的端到端传递函数 $H_{eff}(f)$，经常通过在接收机和发射机端都使用传递函数为 $\sqrt{H_{eff}(f)}$ 的滤波器实现。这带来了能提供系统匹配滤波器响应的优点，同时减少了带宽和符号间干扰。

5.5.2 升余弦滚降滤波器

在移动通信中最普遍的脉冲成形滤波器是升余弦滚降滤波器。升余弦滚降滤波器属于满足奈奎斯特准则的那类滤波器。升余弦滤波器的传递函数为：

$$H_{RC}(f)=\begin{cases}1 & 0\leq|f|\leq(1-\alpha)/2T_s\\ \dfrac{1}{2}\left[1+\cos\left(\dfrac{\pi(2T_s|f|)-1+\alpha}{2\alpha}\right)\right] & (1-\alpha)/2T_s<|f|\leq(1+\alpha)/2T_s\\ 0 & |f|>(1+\alpha)/2T_s\end{cases} \tag{5.48}$$

其中，α 是滚降因子，取值范围为 0 到 1。图 5.17 画出了对应于不同 α 值的传递函数的图。当 $\alpha=0$ 时，升余弦滚降滤波器对应于具有最小带宽的矩形滤波器。这种滤波器的冲激响应可由对其传递函数做傅里叶变换得到：

$$h_{RC}(t)=\left(\frac{\sin(\pi t/T_s)}{\pi t}\right)\left(\frac{\cos(\pi\alpha t/T_s)}{1-(4\alpha t/(2T_s))^2}\right) \tag{5.49}$$

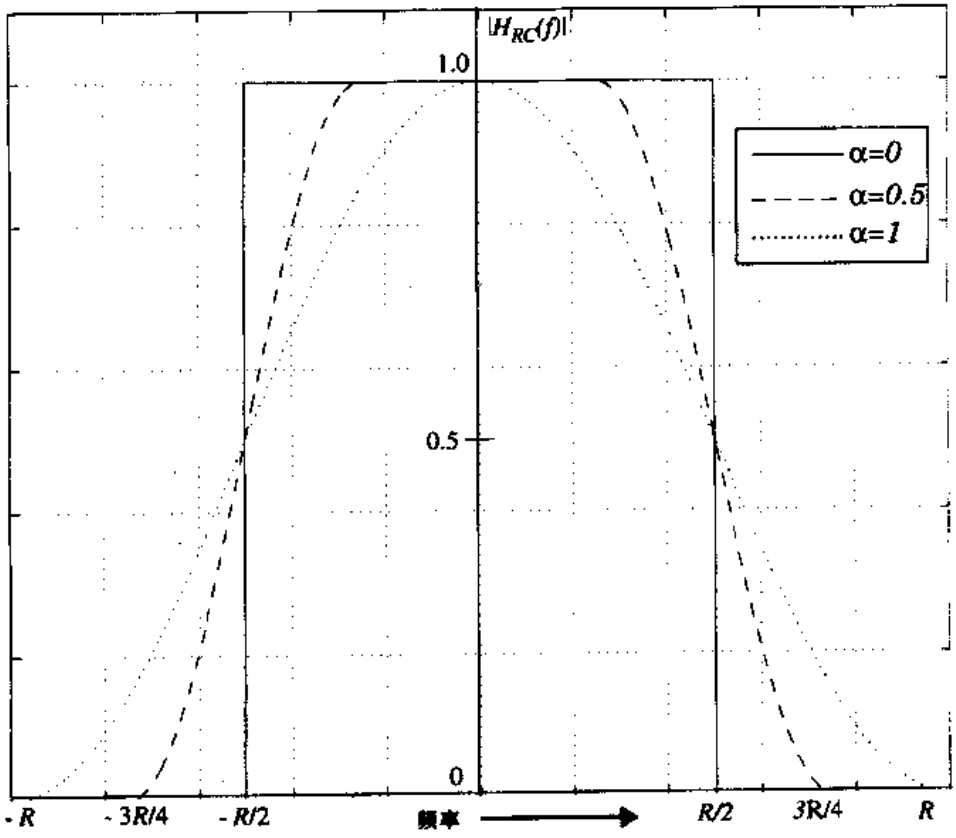


图 5.17 升余弦滤波器的转移函数

升余弦滚降滤波器在基带的冲激响应，当 α 为不同值时如图 5.18 所示。注意与“砖墙”滤波器（$\alpha=0$）相比，在过零点（当 $t\gg T_s$ 时，约为 $1/t^3$）衰减得快得多。可知，快速衰减使得在进行截短时，其性能与理论值差别不大。由图 5.17 可见，随着滚降因子 α 的增加，滤波器带宽也增加，相邻符号间隔内的时间旁瓣减小。这意味着增加 α 可以减小对定时抖动的敏感度，但增加了占用的带宽。

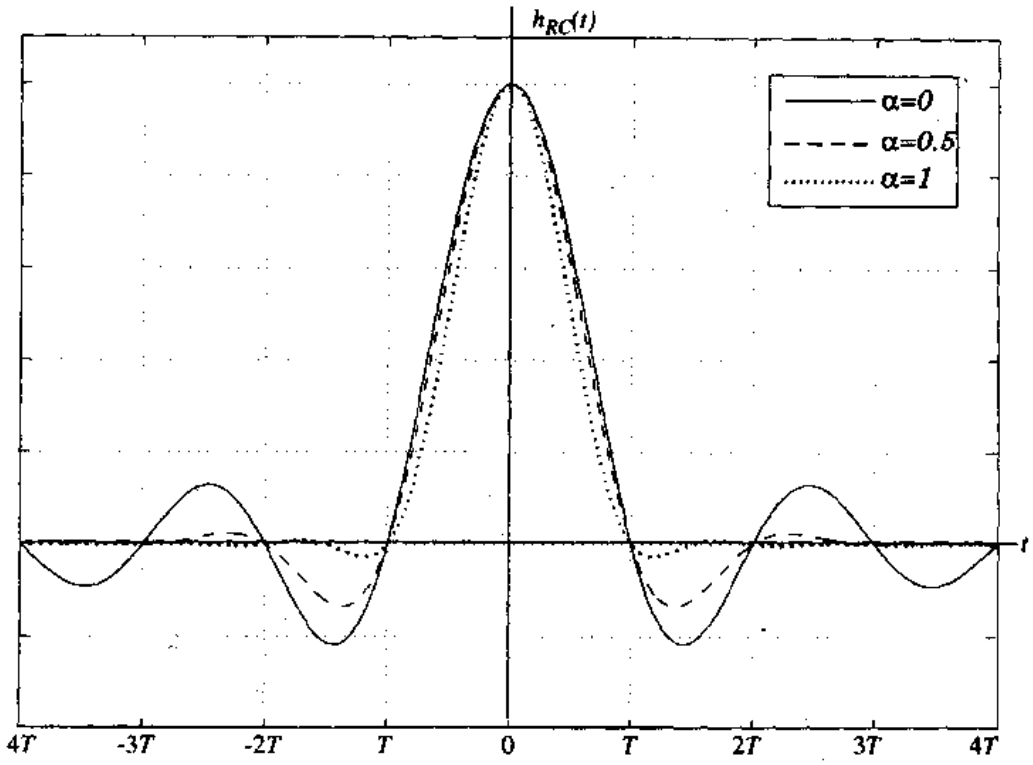


图 5.18 升余弦滚降滤波器的冲激响应

能通过基带升余弦滚降滤波器的符号速率 R_s 由下式给定：

$$R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{2B}{1+\alpha} \tag{5.50}$$

其中 B 为滤波器绝对带宽。对射频系统，RF 的通带带宽要加倍，R_s 为：

$$R_s = \frac{B}{1+\alpha} \tag{5.51}$$

余弦滚降传递函数可以通过在发射机端和接收机端使用同样的$\sqrt{H_{RC}(f)}$滤波器来实现，同时在平坦衰落信道中为实现最佳性能提供了匹配滤波。为实现滤波器的响应，脉冲成形滤波器可以用在基带数据上，也可以使用在发射机的输出端。一般说来，在基带脉冲成形滤波器用 DSP 来实现。因为 $h_{RC}(f)$是非因果的，它必须截短。脉冲成形滤波器的典型实现是在 $t=0$ 点的每个符号两旁扩展 $\pm 6T_s$。由于这个原因，使用脉冲成形的数字通信系统经常在调制器中同一时刻存储了几个符号，然后通过查询一个代表了存储符号的离散时间波形来输出这几个符号。举一个例子，假设二进制基带脉冲用一个 $\alpha = 1/2$ 的升余弦滚降滤波器来传输，如果调制器中同一时刻存储 3 比特，那么对任意一组符号可能产生 8 种波形状态。如果用 $\pm 6T_s$ 来表示每个符号(这里一个符号即是一比特)的时间跨度，那么产生的离散时间波形的时间跨度将是 $14T_s$。图 5.19 画出了数据序列为 1、0、1 的 RF 时间波形。最佳的比特判决时间在 $4T_s$、$5T_s$ 和 $6T_s$，脉冲成形的时间扩散特性可从图中看到。

只有当载波完全保留了脉冲的波形时，升余弦滤波器才可能谈得上频谱效率，而如果使用非线性 RF 放大器，这就很难做到。基带脉冲波形的微小失真将会导致传输信号占用的带宽发生急剧的变化。如果不加以适当的控制，这会造成移动通信系统的严重邻信道干扰。移动

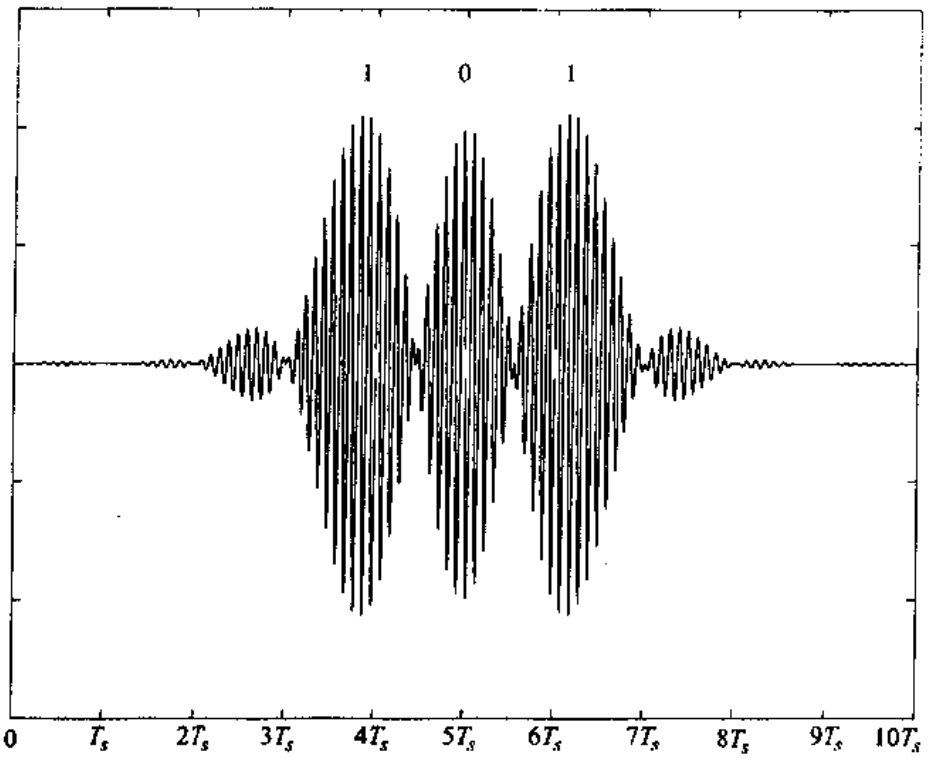


图 5.19 1、0、1 数据流的 BPSK 信号通过升余弦滤波器 $\alpha(=0.5)$的脉冲波形。注意判决点(在 $4T_s$、$5T_s$、$6T_s$)并不一定对应于 RF 波形的最大值

通信设计者们的一个两难境地是:能减少带宽的奈奎斯特(Nyquist)脉冲成形要求用功率效率低的线性放大器。一个显然的解决方法是使用实时反馈的线性放大器来提高功率效率,这正是当前移动通信中的研究热点。

5.5.3 高斯脉冲成形滤波器

不用奈奎斯特技术来实现脉冲成形也是可能的。这些技术中突出的一项,是使用当与最小频移键控(MSK)调制或其他适合于功率效率高的非线性放大器的调制方式结合时,效率特别高的高斯脉冲成形滤波器。不像奈奎斯特滤波器在相邻符号的峰值为零值,并有截短的传递函数,高斯滤波器的传递函数平滑,且没有过零点。高斯滤波器的脉冲响应产生了一个强烈依赖于 3dB 带宽的传递函数。高斯低通滤波器的传递函数如下:

$$H_G(f) = \exp(-\alpha^2 f^2) \tag{5.52}$$

参数 α 和 B 有关,基带高斯成形滤波器的 3dB 带宽为:

$$\alpha = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\sqrt{2}B} = \frac{0.5887}{B} \tag{5.53}$$

随着 α 的增加,高斯滤波器占用的频谱减少,实际信号在时间上更分散。高斯滤波器的冲激响应为:

$$h_G(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha}\exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2}t^2\right) \tag{5.54}$$

图 5.20 给出了当 3dB 带宽与符号时间乘积(BT)取不同值时，基带高斯滤波器冲激响应的图形。高斯滤波器的绝对带宽窄(虽然不像升余弦滚降滤波器那样窄)，尖锐截止，过冲低及脉冲面积保持不变的性质，使得它非常适用于使用非线性 RF 放大器和不能精确地保持传输脉冲波形不变(这将在本书的 5.8.3 节详细讨论)的调制技术。需要注意的是，因为高斯脉冲成形滤波器不满足消除 ISI 的奈奎斯特准则，所以减小占用频谱造成 ISI 增加，导致性能下降。这样，使用高斯脉冲成形滤波器时，在希望得到的 RF 带宽和由于相邻符号间 ISI 造成的不可减少的误码之间就存在折衷。当费用是主要问题，并且 ISI 造成的误比特率和要求的标准值相比要低时，可使用高斯(Gaussian)脉冲。

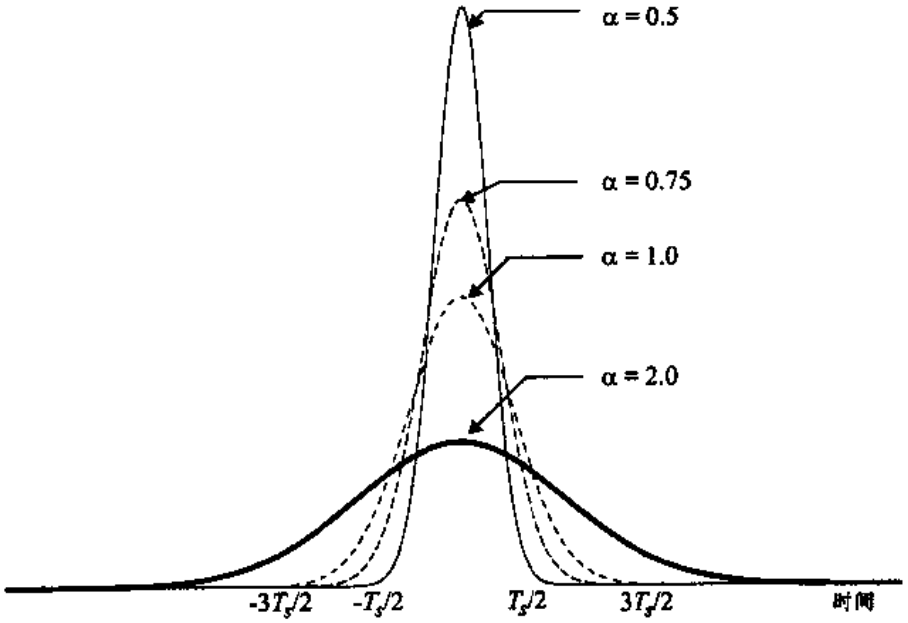


图 5.20 高斯(Gaussian)脉冲成形滤波器的冲激响应

例 5.8

找出 $T_s = 41.06\mu s$ 的矩形脉冲的首次过零 RF 带宽。将它与 $T_s = 41.06\mu s$，$\alpha = 0.35$ 的升余弦滤波器脉冲比较。

例 5.8 解

矩形脉冲的首次过零(零点 - 零点)带宽等于：

$$2/T_s = 2/(41.06\mu s) = 48.71\text{kHz}$$

$\alpha = 0.35$ 的升余弦滤波器的首次过零带宽等于：

$$\frac{1}{T_s}(1+\alpha) = \frac{1}{41.06\mu s}(1+0.35) = 32.88\text{kHz}$$

5.6 调制信号的几何表示

数字调制涉及到从基于输入调制器的信息比特的一组有限的信号波形中选取特定的信号波形(或符号)$S_i(t)$。如果总共有 M 种可能的信号，则调制信号集 S 可表示为：

$$S = \{S_1(t), S_2(t), \ldots, S_M(t)\} \tag{5.55}$$

对于二进制调制方案，一个二进制信息比特直接映射到信号，S 就只包含两种信号。对于更多进制的调制方案（多进制键控），信号集包含两种以上的信号，每种信号（或符号）代表一个比特以上的信息。对一个大小为 M 的信号集，最多可在每个符号内传输 $\log_2 M$ 的信息。

在一个矢量空间中观察 S 的元素将很有帮助。调制信号的矢量空间提供了对特定调制方案有价值的深入了解。矢量空间的概念非常普遍，可用于任何一种调制。

该观点的几何基础是，矢量空间中任何有限的物理可实现的波形集，都可以表示为那个矢量空间中的 N 个标准正交波形的线性组合。为在矢量空间中表示调制信号，必须找出构成矢量空间的基元。只要知道了基元，矢量空间中的任意一点，都可表示为基元信号 $\{\phi_j(t) \mid j = 1, 2, \ldots, N\}$ 的线性组合，如下式：

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^{N} s_{ij}\phi_j(t) \tag{5.56}$$

基元信号在时间轴上互相正交，如下式：

$$\int_{-\infty}^{\infty} \phi_i(t)\phi_j(t)\,dt = 0 \qquad i \neq j \tag{5.57}$$

每个基元信号都归一化为具有单位能量，即：

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_i^2(t)\,dt = 1 \tag{5.58}$$

基元信号可以视为构成了矢量空间的坐标系统。Gram-Schmidt 过程提供了得到给定信号集的基元信号的系统方法[Zie92]。

例如，对 BPSK 信号集 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$，由下式给出：

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t) \qquad 0 \leq t \leq T_b \tag{5.59a}$$

和

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t) \qquad 0 \leq t \leq T_b \tag{5.59b}$$

其中，E_b 为每比特的能量，T_b 是比特周期，假设矩形脉冲波形为 $p(t) = \Pi((t - T_b/2)/T_b)$，这个信号集的基元 $\phi_i(t)$ 只包括一个 $\phi_1(t)$：

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}}\cos(2\pi f_c t) \qquad 0 \leq t \leq T_b \tag{5.60}$$

BPSK 信号集可由所述基元信号表示为：

$$S_{\text{BPSK}} = \{\sqrt{E_b}\phi_1(t), -\sqrt{E_b}\phi_1(t)\} \tag{5.61}$$

这个信号集的几何表示如图 5.21 所示。这种提供了每种可能符号状态的复包络的图形化

表示方法叫做星座图。星座图的 x 轴表示复包络的同相分量，y 轴表示复包络的正交分量。星座图上信号间的距离与信号调制波形的差异，和当有随机噪声时接收机区分符号的能力有关。

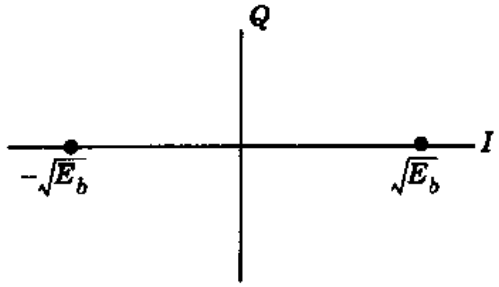


图 5.21 BPSK 星座图

需要注意的是基元信号的数目总是比信号集的数目小，或相等。能够完整表示调制信号集的基元信号数目叫做矢量空间的维数。如果基元信号和调制信号集里信号一样多，那么调制信号集中的各个信号一定互相正交。

调制方案的某些性质可以由它的星座图中得到。例如，随着信号点/维数数目的增加，调制信号占用的带宽下降。所以，如果一种调制方案的星座很密集，它的带宽效率就比星座疏散的调制方案要高。然而，需要注意的是，已调信号占用的带宽随星座维数 N 的增大而增加。

比特错误的概率与星座中最靠近的点之间的距离成正比。这意味着星座密集的调制方案比星座疏散的调制方案能量效率要低。

对任意星座，在噪声功率谱密度为 N_0 的加性高斯白噪声信道(AWGN)中，符号差错概率的一个简单上界，可由联合界限得到[Zie92]。联合界限提供了对特定调制信号平均差错概率的估计，即 $P_s(\varepsilon \mid s_i)$：

$$P_s(\varepsilon \mid s_i) \leq \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}} Q\left(\frac{d_{ij}}{\sqrt{2N_0}}\right) \tag{5.62}$$

其中，d_{ij} 为星座中第 i 个和第 j 个信号间的欧几里得(Euclidean)距离，$Q(x)$ 为附录 D 中定义的 Q 函数：

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-x^2/2)\,dx \tag{5.63}$$

如果所有 M 种调制波形同样可靠地传输，那么调制的平均差错概率可估算为：

$$P_s(\varepsilon) = P_s(\varepsilon \mid s_i)P(s_i) = \frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} P_s(\varepsilon \mid s_i) \tag{5.64}$$

对于对称的星座，所有星座点之间的距离都相等，条件差错概率 $P_s(\varepsilon \mid s_i)$ 对所有的 i 值也都相等。于是，式(5.62)给出了特定星座集的平均符号差错概率。

5.7 线性调制技术

数字调制技术可以大致分为线性的和非线性的。在线性调制技术中，传输信号的幅度 $s(t)$ 随调制数字信号 $m(t)$ 的变化而线性变化。线性调制技术带宽效率高，所以非常适用于在

有限频带内要求容纳越来越多用户的无线通信系统。

在线性调制方案中，传输信号 $s(t)$ 可表示为[Zie92]：

$$\begin{aligned} s(t) &= Re[\,Am(t)\exp(j2\pi f_c t)] \\ &= A[\,m_R(t)\cos(2\pi f_c t) - m_I(t)\sin(2\pi f_c t)] \end{aligned} \tag{5.65}$$

其中，A 是幅度，f_c 是载波频率，$m(t) = m_R(t) + jm_I(t)$ 是通常为复数形式的已调信号的复包络。由式(5.65)明显可见，载波幅度随调制信号呈线性变化。线性调制方案一般来说都不是恒包络。后面将会讲到，有些非线性调制的载波，既可能是线性包络也可能是恒包络，这取决于基带波形是否经过脉冲成形处理。

线性调制方案有很好的频谱效率，但传输中必须使用功率效率低的 RF 放大器[You79]。用功率效率高的非线性放大器会导致已滤除的边瓣再生，造成严重的相邻信道干扰，使线性调制得到的频谱效率全部丢失。然而，已经有好方法来克服这些困难。最普遍的线性调制技术包括下面将会讨论到的脉冲成形 QPSK、OQPSK 和 $\pi/4$QPSK。

5.7.1 二进制相移键控(BPSK)

在二进制相移键控(BPSK)中，幅度恒定的载波信号随两个代表二进制 1 和 0 的信号 m_1 和 m_2 的改变而在两个不同的相位间跳变。通常这两个相位相差 180°。如果正弦载波的幅度为 A_c，每比特能量 $E_b = \frac{1}{2}A_c^2 T_b$，则传输的 BPSK 信号为：

$$S_{\text{BPSK}}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t + \theta_c) \qquad 0 \le t \le T_b(\text{二进制的 1}) \tag{5.66a}$$

或者

$$\begin{aligned} S_{\text{BPSK}}(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t + \pi + \theta_c) \\ &= -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t + \theta_c) \qquad 0 \le t \le T_b(\text{二进制的 0}) \end{aligned} \tag{5.66b}$$

出于方便，经常将 m_1 和 m_2 一般化为二进制数据信号 $m(t)$，它呈现两种可能的脉冲波形中的一种。这样传输信号可表示为：

$$S_{\text{BPSK}}(t) = m(t)\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t + \theta_c) \tag{5.67}$$

BPSK 信号等效于抑制载波双边带调幅波形，其中 $\cos(2\pi f_c t)$ 相当于载波，数据信号 $m(t)$ 相当于调制波形。因此 BPSK 可以用平衡调制器产生。

BPSK 的频谱和带宽

BPSK 信号使用双极性基带数据波形 $m(t)$，并可表示为复包络的形式：

$$S_{\text{BPSK}} = Re\{g_{\text{BPSK}}(t)\exp(j2\pi f_c t)\} \tag{5.68}$$

其中 $g_{\text{BPSK}}(t)$是信号的复包络，见下式：

$$g_{\text{BPSK}}(t)=\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}m(t)e^{j\theta_c} \tag{5.69}$$

复包络的功率谱密度(PSD)见下式：

$$P_{g_{\text{BPSK}}}(f)=2E_b\left(\frac{\sin\pi fT_b}{\pi fT_b}\right)^2 \tag{5.70}$$

RF 上 BPSK 信号的 PSD，可用式(5.41)所示的关系，通过将基带频谱搬移到载波频率来估计。

因此，RF 上 BPSK 信号的 PSD 为：

$$P_{\text{BPSK}}=\frac{E_b}{2}\left[\left(\frac{\sin\pi(f-f_c)T_b}{\pi(f-f_c)T_b}\right)^2+\left(\frac{\sin\pi(-f-f_c)T_b}{\pi(-f-f_c)T_b}\right)^2\right] \tag{5.71}$$

矩形和升余弦滚降脉冲成形的 BPSK 信号的 PSD，如图 5.22 所示。由图可见零点－零点带宽是比特速率($BW=2R_b=2/T_b$)的两倍。还有，对于矩形脉冲 BPSK 信号能量的 90% 在大约 $1.6R_b$ 的带宽内，而对于 $\alpha=0.5$ 的升余弦滤波器，所有能量则在 $1.5R_b$ 的带宽内。

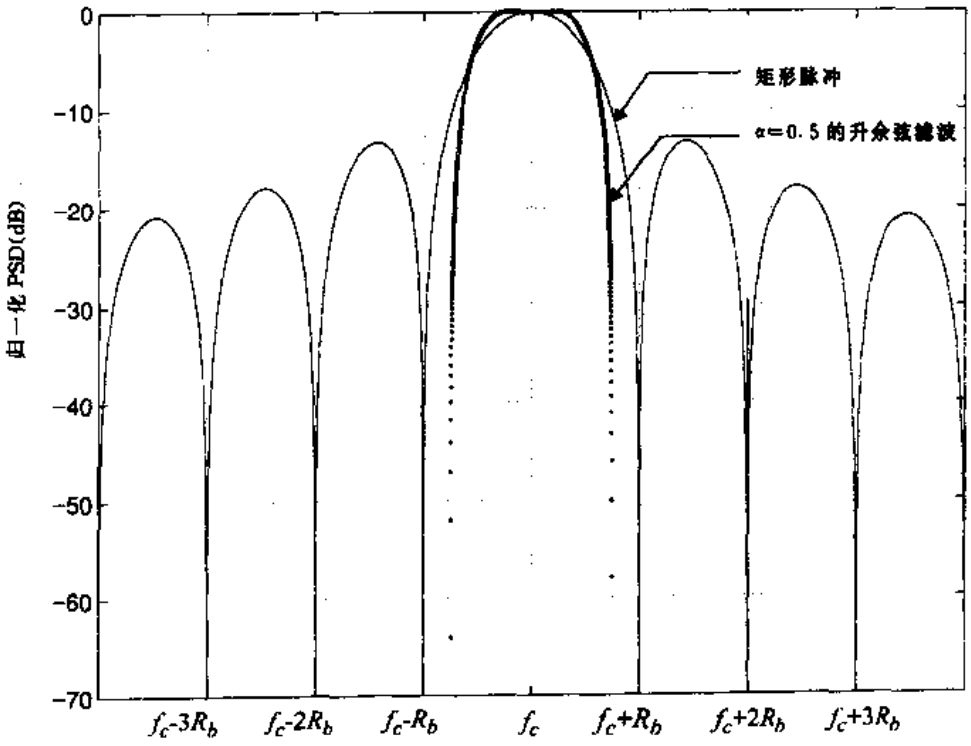


图 5.22　BPSK 信号的功率谱密度(PSD)

BPSK 接收机

如果没有信道引入的多径损耗，接收的 BPSK 信号可表示为：

$$S_{\text{BPSK}}(t)=m(t)\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t+\theta_c+\theta_{ch})$$

$$= m(t)\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t + \theta) \tag{5.72}$$

其中 θ_{ch} 对应于信道中时间延迟造成的相移。BPSK 使用相关，或者叫同步的解调方法，这要求在接收机端知道载波的相位和频率信息。如果和 BPSK 信号同时传输一个低幅值的载波导频信号，在接收机端使用锁相环(PLL)就能恢复出载波的相位和频率。如果没有传输载波导频信号，可以用 Costas 环或者平方环从接收到的 BPSK 信号中，恢复同步载波的相位和频率。图 5.23给出了带载波恢复电路的 BPSK 接收机框图。

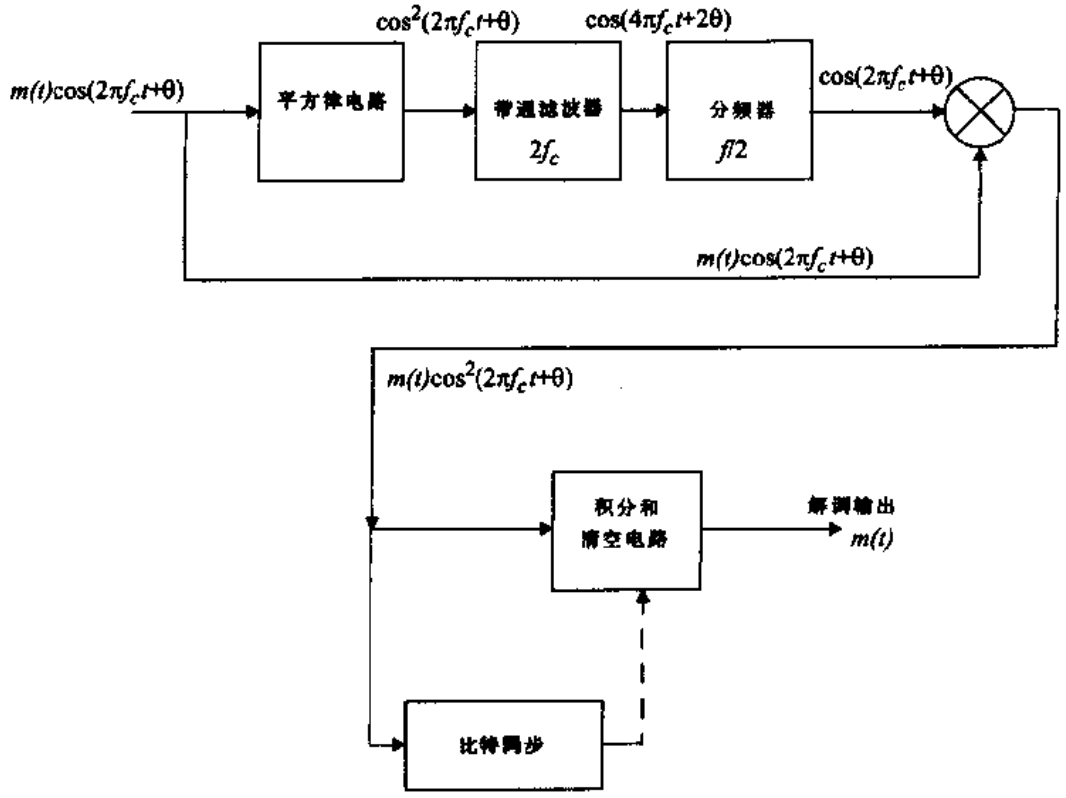


图 5.23　带载波恢复电路的 BPSK 接收机

接收信号 $\cos(2\pi f_c t + \theta)$ 平方后，产生一个直流信号和一个幅度变化的两倍载波频率的正弦信号。直流信号用中心频率为 $2f_c$ 的带通滤波器滤除。然后用一个分频器还原出波形 $2\cos(2\pi f_c t + \theta)$。在分频器后乘法器的输出为：

$$m(t)\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos^2(2\pi f_c t + \theta) = m(t)\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2(2\pi f_c t + \theta)\right] \tag{5.73}$$

这个信号输入到 BPSK 检波器中构成低通滤波器部分的积分和清空电路。如果发射机和接收机的脉冲波形匹配，检波将达到最佳效果。为便于积分器的输出在每个比特周期末尾精确地抽样，使用了一个比特同步器。在每个比特周期的末尾，积分器输出端的开关闭合，将输出信号送到判决电路。判决电路根据积分器的输出是高于还是低于一个特定的门限值来决定接收的信号对应于二进制 1 或 0。门限值设置在一个使差错概率最小的最佳值。如果 1 和 0 等概率地传输，则采用检波器输出二进制 1 和 0 的电压的中值作为最佳门限值。

正如在 5.6 节看到的，对于 AWGN 信道许多调制方案的比特差错概率用信号点之间距离

的 Q 函数来得到。从图 5.21 所示 BPSK 信号的星座图可见，星座中相邻点的距离为 $2\sqrt{E_b}$。将它代入方程(5.62)，比特差错概率 $P_{e,\mathrm{BPSK}}$ 为：

$$P_{e,\mathrm{BPSK}} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \tag{5.74}$$

5.7.2 差分相移键控(DPSK)

差分 PSK 是相移键控的非相干形式，它不需要在接收机端有相干参考信号。非相干接收机容易制造而且便宜，因此在无线通信系统中广泛使用。在 DPSK 系统中，输入的二进制序列先差分编码，然后再用 BPSK 调制器调制。差分编码后的序列$\{d_k\}$是通过对 m_k 与 d_{k-1}进行模 2 和运算，由输入的二进制序列$\{m_k\}$产生的。其效果相当于，如果输入的二进制符号 m_k 为 1，则符号 d_k 与其前一个符号保持不变，而如果 m_k 为 0，则 d_k 就改变一次。表 5.1 给出了按照关系式 $d_k = \overline{m_k \oplus d_{k-1}}$由 m_k 序列中产生的 DPSK 信号。

表 5.1 差分编码过程的图解

$\{m_k\}$		1	0	0	1	0	1	1	0
$\{d_{k-1}\}$		1	1	0	1	1	0	0	0
$\{d_k\}$	1	1	0	1	1	0	0	0	1

DPSK 发射机的框图如图 5.24 所示。它包括一个比特延迟单元和一个为了从输入二进制序列产生差分编码序列的逻辑电路。其输出通过一个乘法调制器得到 DPSK 信号。在接收机端，通过相应的处理过程，从解调的差分编码信号中恢复出原始信号，如图 5.25 所示。

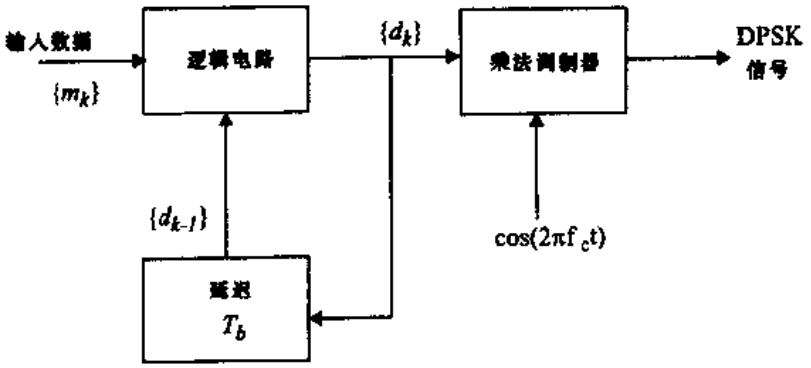


图 5.24 DPSK 发射机框图

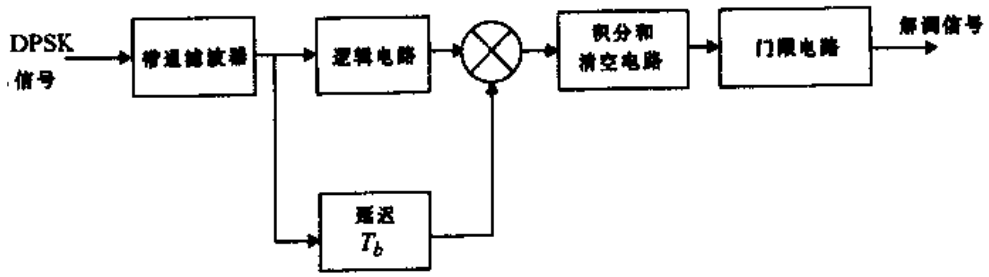


图 5.25 DPSK 接收机框图

虽然 DPSK 信号有降低接收机复杂度的优点，可它的能量效率比相干 PSK 低 3dB。当有加性高斯白噪声时，平均错误概率如下所示：

$$P_{e,\mathrm{DPSK}} = \frac{1}{2}\exp\left(\frac{E_b}{N_0}\right) \tag{5.75}$$

5.7.3 四相相移键控(QPSK)

由于在一个调制符号中传输两个比特,四相相移键控(QPSK)比 BPSK 的带宽效率高两倍。载波的相位为四个间隔相等的值,比如 0、$\pi/2$、π 和 $3\pi/2$,每一个相位值对应于唯一的一对消息比特。这个符号状态集的 QPSK 信号可定义为:

$$S_{\mathrm{QPSK}}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\cos\left[2\pi f_c t + (i-1)\frac{\pi}{2}\right] \qquad 0 \le t \le T_s \qquad i = 1,2,3,4 \tag{5.76}$$

其中 T_s 为符号持续时间,等于两个比特周期。

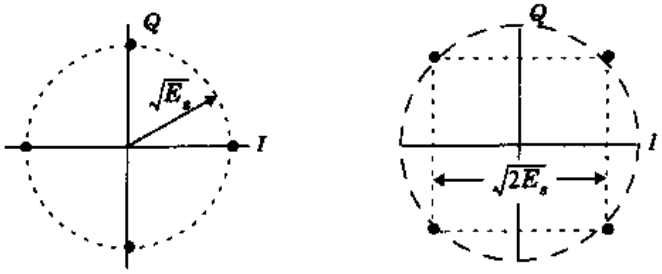
使用三角恒等变换,上式在 $0 \le t \le T_s$ 可重写为:

$$\begin{aligned} S_{\mathrm{QPSK}}(t) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\cos\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right]\cos(2\pi f_c t) \\ &= -\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\sin\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right]\sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \tag{5.77}$$

如果 QPSK 信号集的基元函数 $\phi_1(t) = \sqrt{2/T_s}\cos(2\pi f_c t)$,$\phi_2(t) = \sqrt{2/T_s}\sin(2\pi f_c t)$ 定义在 $0 \le t \le T$ 的间隔内,信号集内的四个信号可由基元信号表示为:

$$S_{\mathrm{QPSK}} = \left\{\sqrt{E_s}\cos\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right]\phi_1(t) - \sqrt{E_s}\sin\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right]\phi_2(t)\right\} \qquad i = 1,2,3,4 \tag{5.78}$$

基于这种表示,QPSK 信号可以用有四个点的二维星座图如图 5.26(a)所示。需要注意的是,差分 QPSK 信号集可以简单地通过旋转星座得到。例如,图 5.26(b)给出了另一个 QPSK 信号集,其相位的值为 $\pi/4$、$3\pi/4$、$5\pi/4$ 和 $7\pi/4$。



(a) (b)

图 5.26 (a)载波相位为 $0,\pi/2,\pi,3\pi/2$ 的 QPSK 星座
(b)载波相位为 $\pi/4,3\pi/4,5\pi/4$ 和 $7\pi/4$ 的 QPSK 星座

从 QPSK 信号的星座图可以看到,星座中相邻点的距离为 $\sqrt{2E_s}$。因为每个符号对应于两个比特,所以 $E_s = 2E_b$,这样 QPSK 星座中相邻两点的距离为 $\sqrt{2E_b}$。将此代入方程(5.62),可得在加性高斯白噪声(AWGN)信道中平均比特差错概率为:

$$P_{e,\mathrm{QPSK}} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \tag{5.79}$$

一个惊人的结果是，QPSK 的比特差错概率与 BPSK 相等，但在同样的带宽内传输了两倍的数据。这样与 BPSK 相比，QPSK 在同样的能量效率情况下，提供了两倍的频谱效率。

与 BPSK 相似，QPSK 也可以通过差分编码来进行非相干解调。

QPSK 信号的频谱和带宽

QPSK 信号的功率谱密度可用与 BPSK 类似的方法得到，用比特周期 T_b 代替符号周期 T_s 即可。因此，当用矩形脉冲时，QPSK 信号可表示为：

$$P_{\text{QPSK}} = \frac{E_s}{2}\left[\left(\frac{\sin\pi(f-f_c)T_s}{\pi(f-f_c)T_s}\right)^2 + \left(\frac{\sin\pi(-f-f_c)T_s}{\pi(-f-f_c)T_s}\right)^2\right]$$

$$= E_b\left[\left(\frac{\sin 2\pi(f-f_c)T_b}{2\pi(f-f_c)T_b}\right)^2 + \left(\frac{\sin 2\pi(-f-f_c)T_b}{2\pi(-f-f_c)T_b}\right)^2\right] \tag{5.80}$$

QPSK 信号当用矩形和升余弦滤波脉冲时的 PSD 如图 5.27 所示。零点 - 零点 RF 带宽等于比特率 R_b，是 BPSK 信号的一半。

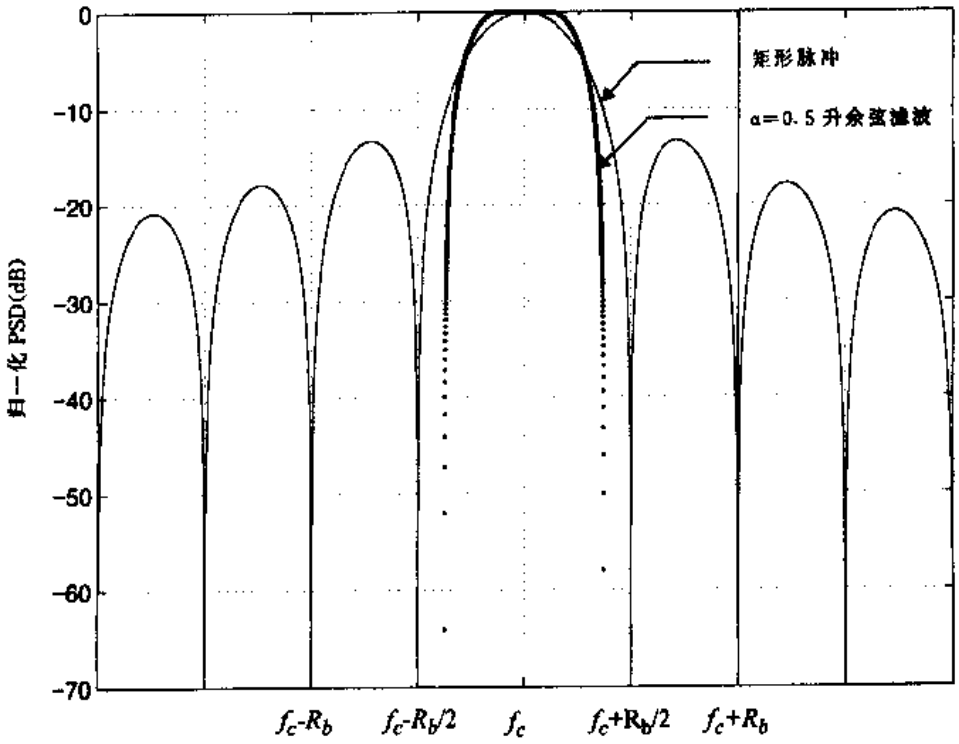


图 5.27 QPSK 信号的功率谱密度

5.7.4 QPSK 发送和检测技术

图 5.28 给出了典型 QPSK 发射机框图。单极性二进制消息流比特率为 R_b，首先用一个单极性 - 双极性转换器将它转换为双极性非归零(NRZ)序列。然后比特流 $m(t)$分为两个比特流 $m_I(t)$和 $m_Q(t)$(同相和正交流)，每个的比特率为 $R_s = R_b/2$。比特流 $m_I(t)$叫做“偶”流，$m_Q(t)$叫做“奇”流。两个二进制序列分别用两个正交的载波 $\phi_1(t)$和 $\phi_2(t)$调制。两个已调信号每一个都可以看作是一个 BPSK 信号，对它们求和产生一个 QPSK 信号。解调器输出端的滤波器将 QPSK 信号的功率谱限制在分配的带宽内。这样可以防止信号能量泄漏到相邻的信

道，还能去除在调制过程中产生的带外杂散信号。在绝大多数实现方式中，脉冲成形在基带进行，从而在发射机的输出端提供适当的 RF 滤波。

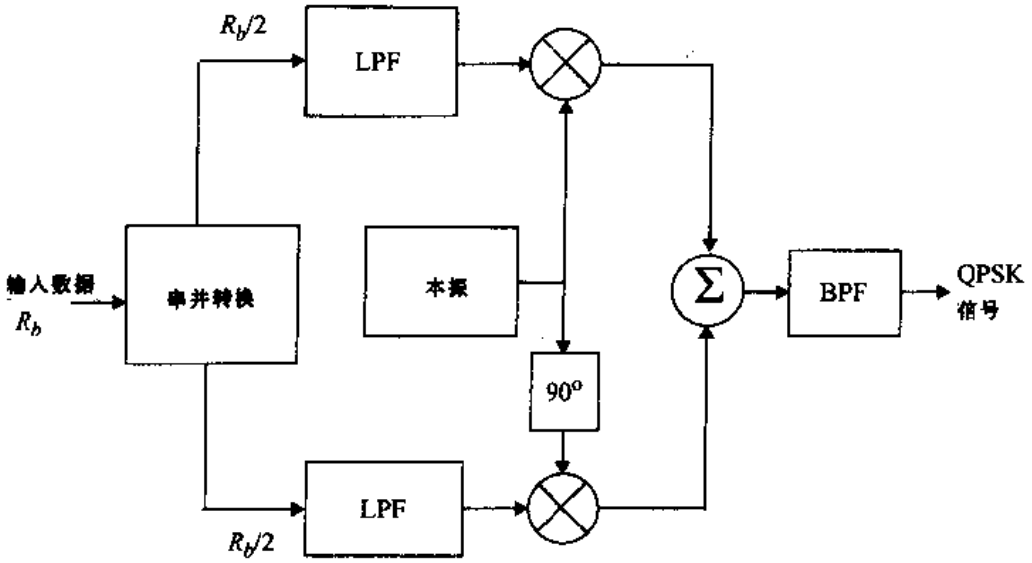


图 5.28　QPSK 发射机的框图

图 5.29 给出了相干 QPSK 的框图。前置带通滤波器可去除带外噪声和相邻信道的干扰。滤波后的输出端分为两个部分，分别用同相和正交载波进行解调。解调用的相干载波用图 5.23 描述过的载波恢复电路从接收信号中恢复。解调器的输出提供一个判决电路，产生同相和正交二进制流。这两个部分复用后，再生出原始二进制序列。

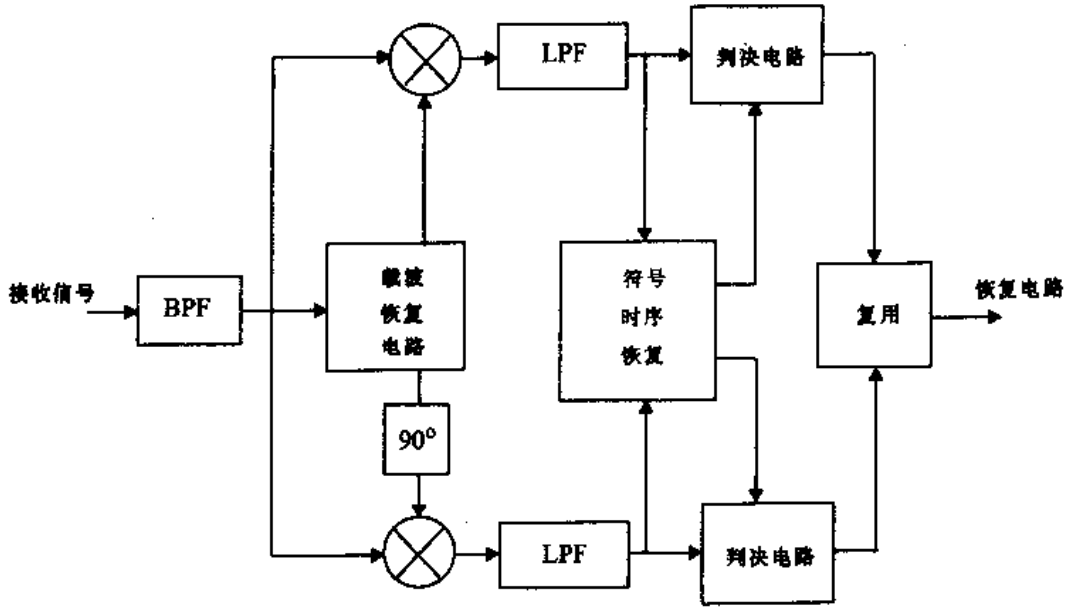


图 5.29　QPSK 接收机框图

5.7.5　交错 QPSK

QPSK 信号的幅度非常恒定。然而，当 QPSK 进行波形成形时，它们将失去恒包络的性质。偶尔发生的弧度为 π 的相移，会导致信号的包络在瞬时间通过零点。任何一种在过零点的硬限幅或非线性放大，都将由于信号在低电压时的失真而在传输过程中带来已被滤除的旁瓣。

为了防止旁瓣再生和频谱扩展，必须使用效率较低的线性放大器放大 QPSK 信号。而一种叫做交错 QPSK（OQPSK）或参差 QPSK 的改进型 QPSK，对这些有害的影响，则不那么敏感[Pas79]，因此能支持更高效的放大器。

如方程(5.77)所示，除了偶比特流和奇比特流的时间对齐，OQPSK 信号和 QPSK 信号类似。在 QPSK 信号中，奇比特流和偶比特流的比特同时跳变，但是在 OQPSK 信号中，偶比特流和奇比特流，即 $m_I(t)$和 $m_Q(t)$，在它们的相应对齐的地方错开一比特(半个符号周期)。它们的波形如图 5.30 所示。

由于在标准 QPSK 中，$m_I(t)$和 $m_Q(t)$的时间对齐，相位跳变仅在每个 $T_s = 2T_b$ 秒时发生，并且如果 $m_I(t)$和 $m_Q(t)$的值都改变，将发生 180°的最大相移。可是在 OQPSK 信号中，比特跳变(从而相位跳变)每 T_b 秒发生一次。因为 $m_I(t)$和 $m_Q(t)$的跳变瞬时被错开了，所以在任意给定时刻只有两个比特流中的一个改变它的值。这意味着，在任意时刻发送信号的最大相移都限制在 ±90°。因此通过更频繁地转换相位(也就是，每 T_b 秒代替每 $2T_b$ 秒)，OQPSK 信号消除了 180°相位跳变。

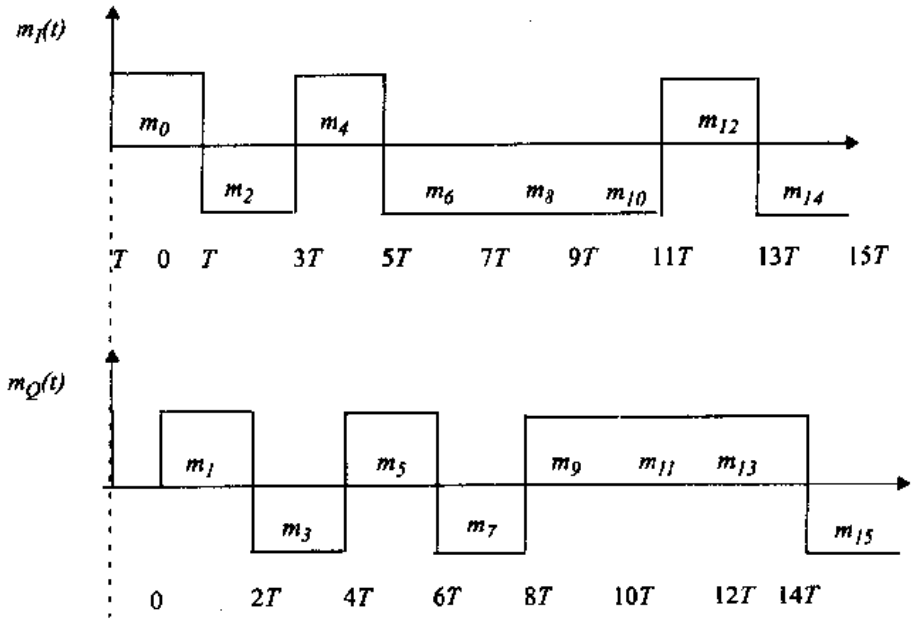


图 5.30 OQPSK 调制器中同相和正交支路时间交错的波形图。注意交错的间隔是半个符号宽度

因为 180°相位跳变消除了，所以 OQPSK 信号的带限不会导致信号包络经过零点。显然，带限处理会造成一定程度的 ISI，特别是在 90°相位点。但是，包络的变化小多了，因此对 OQPSK 的硬限幅或非线性放大不会再生出像在 QPSK 中那么多的高频旁瓣。这样，占用的频谱就显著减少，同时允许使用效率更高的 RF 放大器。

OQPSK 信号的频谱和 QPSK 信号完全相同，因此两种信号占用相同的带宽。偶比特流和奇比特流的交错对齐不会改变频谱的基本性质。OQPSK 即使在非线性放大后仍能保持其带限的性质，这就非常适合移动通信系统，因为在低功率应用情况下，带宽效率和高效非线性放大器是起决定性作用的。还有，当在接收机端由于参考信号的噪声造成相位抖动时，OQPSK 信号表现的性能比 QPSK 要好[Chu87]。

5.7.6 π/4 QPSK

π/4 相移 QPSK 调制是一种正交相移键控技术，从最大相位跳变来看，它是 OQPSK 和 QPSK 的折衷。它可以相干解调，也可以非相干解调。π/4QPSK 的最大相位变化是 ± 135°，而 QPSK 是 180°，OQPSK 是 90°。因此，带限 π/4QPSK 信号比带限 QPSK 有更好的恒包络性质，但是对包络的变化比 OQPSK 更敏感。π/4QPSK 最吸引人的特性是它能够非相干解调，这使接收机设计大大简化。还有，在多径扩展和衰落的情况下，π/4QPSK 比 OQPSK 的性能更好[Liu89]。通常，π/4QPSK 采用差分编码，以便在恢复载波中存在相位模糊时，实现差分检测或相干解调。

在 π/4QPSK 调制器中，已调信号的信号点从相互偏移 π/4 的两个 QPSK 星座中选取。图 5.31 给出了两个星座和一个合并的星座，两个信号点之间的连线表示可能的相位跳变。在两个星座间切换，对每个连续比特保证其符号间至少有一个 π/4 整数倍的相位变化，这使接收机能进行时钟恢复和同步。

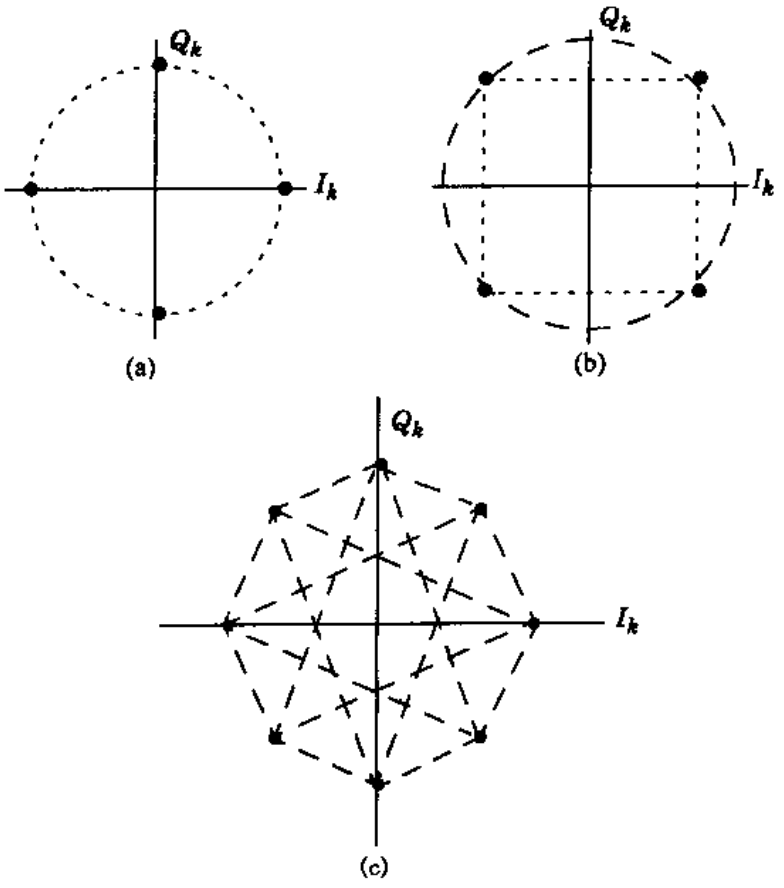


图 5.31 π/4QPSK 信号的星座图 (a)当 $\theta_{k-1} = n\pi/4$ 时，θ_k 可能的状态；(b) 当 $\theta_{k-1} = n\pi/2$ 时，θ_k 可能的状态；(c)所有可能的状态

5.7.7 π/4 QPSK 发送技术

图 5.32 给出了一个一般的 π/4QPSK 发射机的框图。输入的比特流通过一个串并(S/P)

转换器被分为两个并行数据流 $m_{I,k}$和 $m_{Q,k}$，每一个的符号速率等于输入比特率的一半。第 k 个同相和正交脉冲 I_k 和 Q_k 在时间 $kT \leq t \leq (k+1)T$ 内，在信号映射电路的输出端产生，并取决于它们以前的值 I_{k-1}和 Q_{k-1}，以及 θ_k。θ_k 本身又是 ϕ_k 的函数，ϕ_k 是当前输入符号 m_{Ik}和 m_{Qk}的函数。I_k 和 Q_k 表示一个符号持续时间内的矩形脉冲，其幅度如下：

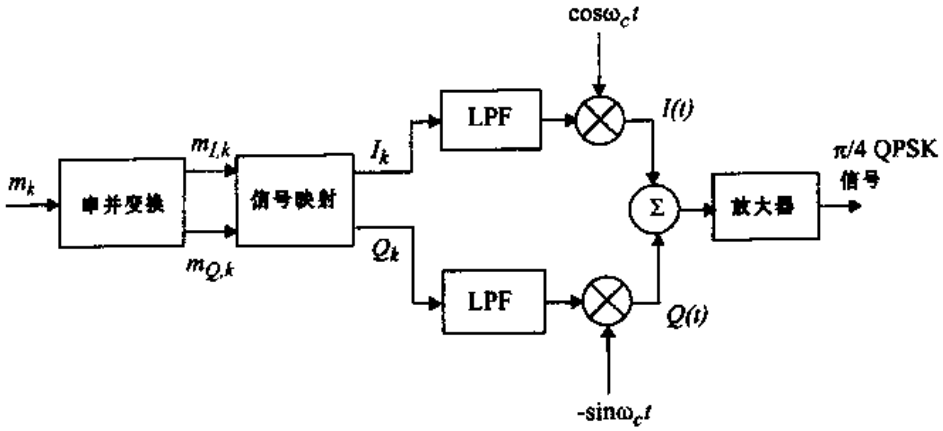


图 5.32　一般 π/4QPSK 的发射机

$$I_k = \cos\theta_k = I_{k-1}\cos\phi_k - Q_{k-1}\sin\phi_k \tag{5.81}$$

$$Q_k = \sin\theta_k = I_{k-1}\sin\phi_k - Q_{k+1}\cos\phi_k \tag{5.82}$$

其中

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \phi_k \tag{5.83}$$

θ_k 和 θ_{k-1}是第 k 个和 $k-1$ 个符号的相位。相移 ϕ_k 与输入符号 m_{Ik}和 m_{Qk}有关，如表 5.2 所示。

表 5.2　不同输入比特对时的载波相移[Feh91]、[Rap91b]

信号比特 m_{Ik}, m_{Qk}	相移 ϕ_k
1 1	π/4
0 1	3π/4
0 0	−3π/4
1 0	−π/4

如同在 QPSK 调制器中那样，同相和正交比特流 I_k 和 Q_k 接着被两个相互正交的载波分别调制，产生如下所示 π/4QPSK 波形：

$$s_{\pi/4\text{QPSK}}(t) = I(t)\cos\omega_c t - Q(t)\sin\omega_c t \tag{5.84}$$

其中

$$I(t) = \sum_{k=0}^{N-1} I_k p(t - kT_s - T_s/2) = \sum_{k=0}^{N-1} \cos\theta_k p(t - kT_s - T_s/2) \tag{5.85}$$

$$Q(t) = \sum_{k=0}^{N-1} Q_k p(t - kT_s - T_s/2) = \sum_{k=0}^{N-1} \sin\theta_k p(t - kT_s - T_s/2) \tag{5.86}$$

为了减少频带占用，I_k 和 Q_k 通常在调制前通过升余弦滚降脉冲成形滤波器。式(5.85)和(5.86)中，函数 $p(t)$对应于脉冲波形，T_s 为符号周期。脉冲成形还能减轻频谱再生的问题，这在完全饱和，非线性放大的系统中十分重要。需要注意的是，I_k、Q_k 和波形 $I(t)$、$Q(t)$的峰值幅度是以下五种可能值的一个，即 0、+1、-1、$+1/\sqrt{2}$，$-1/\sqrt{2}$。

例 5.9

假设 $\theta_0 = 0°$。比特流 0 0 1 0 1 1 用 π/4DQPSK 发送。比特从左到右送入发射机。确定在发送期间相位 θ_k 和 I_k、Q_k 的值。

例 5.9 解

由题知 $\theta_0 = 0°$，且前两个比特为 0，这意味着：

$$\theta_1 = \theta_0 + \phi_1 = -3\pi/4 \text{(由表 5.2 知)}$$

由式(5.81)和(5.82)，I_1、Q_1 为(-0.707，-0.707)。第二对比特为 1 0，由表 5.2 知 $\phi_2 = -\pi/4$。由方程(5.83)知，θ_2 为 $-\pi$。由方程(5.81)知，I_2、Q_2 为(-1，0)。由比特对 1 1 可得 $\phi_3 = \pi/4$，由此可得 $\theta_3 = -3\pi/4$。这样，I_3、Q_3 为(-0.707，-0.707)。

由上讨论很清楚，π/4QPSK 信号的信息完全包含在相邻两个符号的载波相(位)差 ϕ_k 中。

5.7.8 π/4 QPSK 检测技术

因为便于硬件实现，经常使用差分检测来解调 π/4QPSK 信号。在 AWGN 信道中，差分检测 π/4QPSK 的 BER 性能比 QPSK 低 3dB，而相干解调的 π/4QPSK 与 QPSK 有同样的误码性能。在低比特率，快速 Rayleigh 衰落信道中，由于不依赖于相位同步，差分检测提供了一个低误码基础[Feh91]。有各种不同种类的检测技术用于 π/4QPSK 信号的解调。它们包括基带差分检测、IF 差分检测和 FM 鉴频器检测。基带和 IF 差分检测器先求出相差的余弦和正弦函数，再由此判决相应的相差；而 FM 鉴频器用非相干方式直接检测相差。有趣的是，尽管每种技术有各自实现的问题，仿真显示三种接收机结构有非常近似的误比特率性能[Anv91]。

基带差分检测

图 5.33 给出了基带差分检测器的框图。输入的 π/4QPSK 信号利用两个与发射机端未调载波同频，但不一定同相的本地振荡器信号进行正交解调。如果 $\phi_k = \tan^{-1}(Q_k/I_k)$是第 k 个数据比特的相位，解调器中同相和正交支路两个低通滤波器的输出 w_k 和 z_k 可表示为：

$$w_k = \cos(\phi_k - \gamma) \tag{5.87}$$

$$z_k = \sin(\phi_k - \gamma) \tag{5.88}$$

其中，假设 γ 是噪声、传播和干扰产生的相移，它比 ϕ_k 变化慢得多，所以它实质上是个常数。两个序列 w_k 和 z_k 通过一个差分解码器，其操作规则如下所示：

$$x_k = w_k w_{k-1} + z_k z_{k-1} \tag{5.89}$$

$$y_k = z_k w_{k-1} - w_k z_{k-1} \tag{5.90}$$

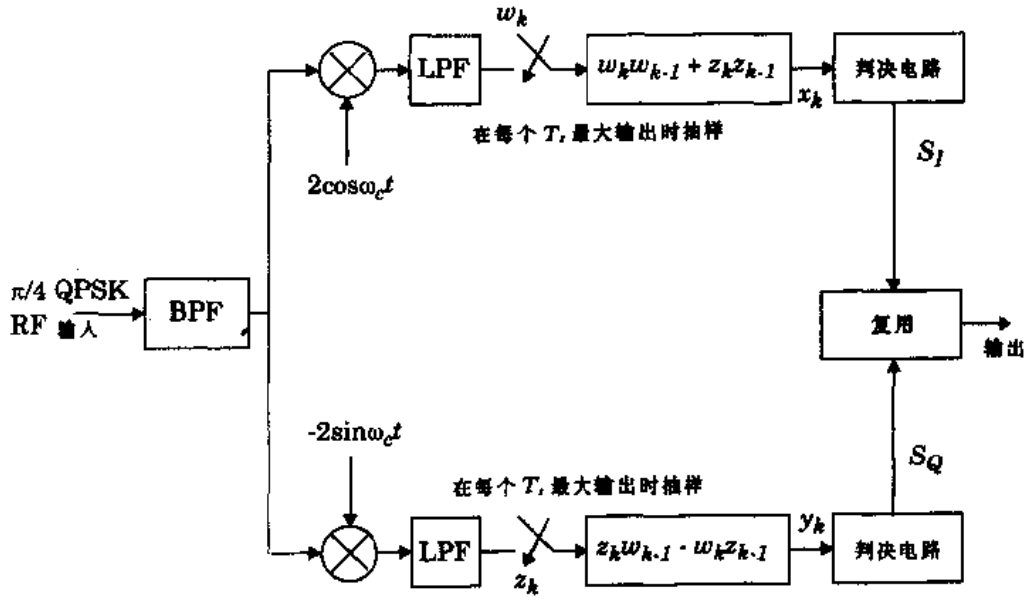


图 5.33 基带差分检测器的框图(取自[Feh91]©IEEE)

差分解码器的输出可表示为:

$$\begin{aligned} x_k &= \cos(\phi_k - \gamma)\cos(\phi_{k-1} - \gamma) + \sin(\phi_k - \gamma)\sin(\phi_{k-1} - \gamma) \\ &= \cos(\phi_k - \phi_{k-1}) \end{aligned} \tag{5.91}$$

$$\begin{aligned} y_k &= \sin(\phi_k - \gamma)\cos(\phi_{k-1} - \gamma) + \cos(\phi_k - \gamma)\sin(\phi_{k-1} - \gamma) \\ &= \sin(\phi_k - \phi_{k-1}) \end{aligned} \tag{5.92}$$

差分解码器的输出通过一个判决电路,它使用表 5.2 进行计算。

$$S_I = 1, \text{如果 } x_k > 0 \quad \text{或} \quad S_I = 0, \text{如果 } x_k < 0 \tag{5.93}$$

$$S_Q = 1, \text{如果 } y_k > 0 \quad \text{或} \quad S_Q = 0, \text{如果 } y_k < 0 \tag{5.94}$$

其中 S_I 和 S_Q 分别是同相和正交支路检测后的比特。

重要的是要保证接收机本地振荡器频率和发射机载波频率一致,并且不漂移。载波频率的任何漂移都将引起输出相位的漂移,导致 BER 性能的恶化。

例 5.10

用如例 5.9 所示的 π/4QPSK 信号,说明接收信号是如何通过使用基带差分检测器被正确检测的。

例 5.10 解

假设发射机和接收机的相位完全锁定,接收机的前置增益为 2,使用方程(5.91)和(5.92),由三个发送信号相位之间的相差可得 $(x_1, y_1) = (-0.707, -0.707)$; $(x_2, y_2) = (0.707, -0.707)$; $(x_3, y_3) = (0.707, 0.707)$。由方程(5.93)和(5.94)的判决法则,检测出的比特流为:

$(S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6) = (0, 0, 1, 0, 1, 1)$。

IF 差分检测器

如图 5.34 所示的 IF 差分检测器，通过使用延迟线和两个鉴相器而不需要本地振荡器。接收信号先变频到 IF，然后带通滤波。带通滤波器设计成与发送的脉冲波形匹配，因此载波相位保持不变，噪声功率降到最小。为了把 ISI 和噪声的作用减至最小，滤波器的带宽选为 $0.57/T_s$[Liu91]。接收的 IF 信号通过延迟线和两个混频器差分解调。差分检测器输出端信号的带宽是发射机端基带信号带宽的两倍。

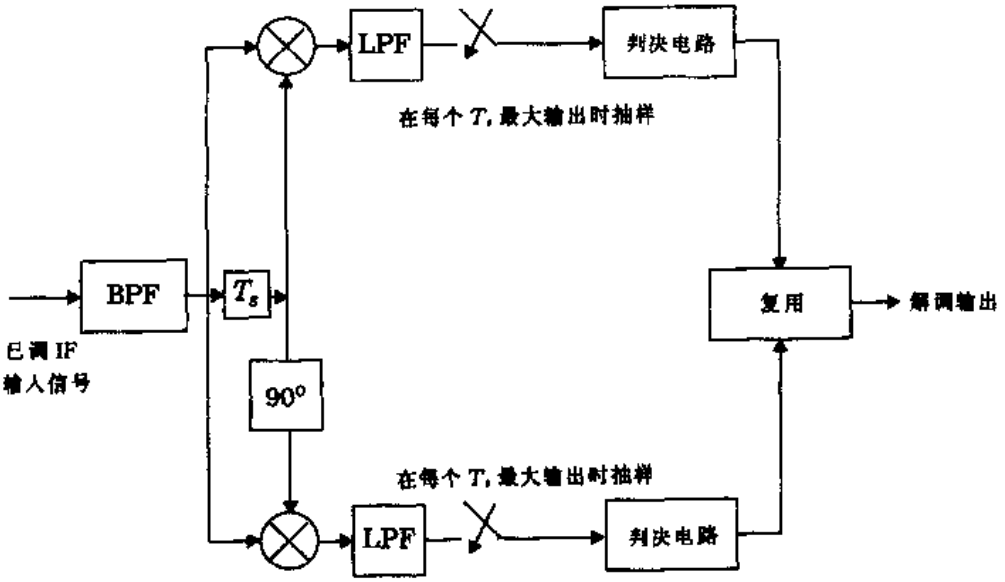


图 5.34　π/4QPSK 的 IF 差分检测器框图

FM 鉴频器

图 5.35 给出了 π/4QPSK 的 FM 鉴频检测器的框图。输入信号先通过带通滤波器滤波来与发送信号匹配。滤波后的信号被硬限幅去除包络的波动。硬限幅保留了输入信号相位的变化，所以没有丢失信息。FM 鉴频器提取出接收信号瞬时频率的变化，并在每个符号周期内积分，可得到两个抽样时刻间的相差。该相差再通过一个四值门限比较器来检测。也可以通过模为 2π 的鉴相器检测。模为 2π 的鉴相器可提高 BER 性能并降低门限噪声的影响[Feh91]。

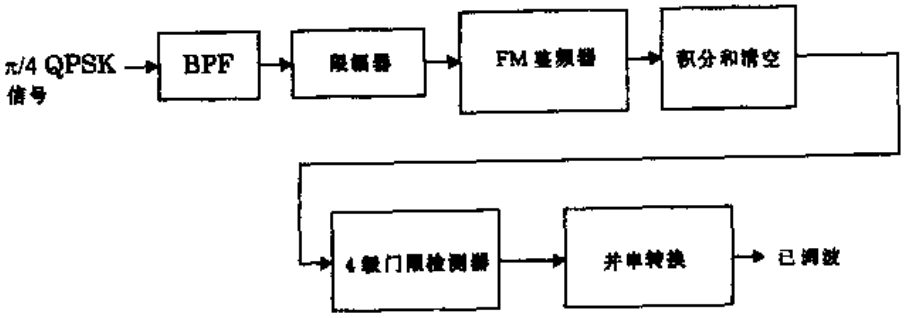


图 5.35　用 FM 鉴频检测器解调 π/4QPSK

5.8 恒包络调制

许多实际的移动无线通信系统都使用非线性调制方法，这时不管调制信号如何改变，载波的幅度是恒定的。恒包络调制具有可以满足多种应用环境的优点[You79]，其中：

- 可以使用功率效率高的 C 类放大器，而不会使发送信号占用的频谱增大。
- 带外辐射低，可达 -60dB 至 -70dB。
- 可用限幅器-鉴频器检测，从而简化接收机的设计，并能很好地抵抗随机噪声和由 Rayleigh 衰落引起的信号波动。

恒包络调制有许多优点，但它们占用的带宽比线性调制大。

5.8.1 二进制频移键控(BFSK)

在二进制频移键控中，幅度恒定不变的载波信号的频率随着两个可能的信息状态(称为高音和低音，代表二进制的 1 和 0)而切换。而根据频率变化影响发射波形的方式，FSK 信号在相邻的比特之间，或者呈现连续的相位，或者呈现不连续的相位。通常，FSK 信号的表达式为：

$$S_{FSK}(t) = v_H(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c + 2\pi\Delta f)t \qquad 0 \le t \le T_b(\text{二进制 1}) \tag{5.95a}$$

$$S_{FSK}(t) = v_L(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c - 2\pi\Delta f)t \qquad 0 \le t \le T_b(\text{二进制 0}) \tag{5.95b}$$

其中 $2\pi\Delta f$ 代表信号载波的恒定偏移。

一个显然易见的产生 FSK 信号的方法是，依照数据比特是 0 还是 1，在两个独立的振荡器中切换。通常，这种方法产生的波形在切换的时刻是不连续的，因此这种 FSK 信号称为不连续 FSK 信号。不连续的 FSK 信号表达式为：

$$S_{FSK}(t) = v_H(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_H t + \theta_1) \qquad 0 \le t \le T_b(\text{二进制 1}) \tag{5.96a}$$

$$S_{FSK}(t) = v_L(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_L t + \theta_2) \qquad 0 \le t \le T_b(\text{二进制 0}) \tag{5.96b}$$

由于不连续的相位会造成诸如频谱扩展和传输差错等问题，在严格规范的无线系统中一般不采用这种 FSK 信号。

更常用的产生 FSK 信号的方法是，使用信号波形对单一载波振荡器进行频率调制。这种调制方法类似于生成模拟 FM 信号，只是调制信号 $m(t)$ 为二进制波形。因此，FSK 可表示如下：

$$S_{FSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \tag{5.97}$$

$$= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos\left[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^{t} m(\eta)\,d\eta\right]$$

应当注意，尽管调制波形 $m(t)$在比特转换时不连续，但相位函数 $\theta(t)$是与 $m(t)$的积分成比例的，因而是连续的。

BFSK 信号的频谱和带宽

由于 FSK 信号的复包络是调制信号 $m(t)$的非线性函数，确定一个 FSK 信号的频谱通常是相当困难的，经常采用实时平均测量的方法。二进制 FSK 信号的功谱密度由离散频率分量 f_c、$f_c + n\Delta f$、$f_c - n\Delta f$ 组成，其中 n 为整数。相位连续的 FSK 信号的功率谱密度函数最终按照频率偏移的负四次幂衰落。如果相位不连续，功率谱密度函数按照频率偏移的负二次幂衰落[Cou93]。

FSK 信号的传输带宽 B_T，由 Carson 公式给出：

$$B_T = 2\Delta f + 2B \tag{5.98}$$

其中 B 为数字基带信号的带宽。假设信号带宽限制在主瓣范围，矩形脉冲信号的带宽 $B = R$。因此，FSK 的传输带宽变为：

$$B_T = 2(\Delta f + R) \tag{5.99}$$

如果采用升余弦脉冲滤波器，传输带宽减为：

$$B_T = 2\Delta f + (1 + \alpha)R \tag{5.100}$$

其中 α 为滤波器的滚降因子。

二进制 FSK 信号的相干检测

图 5.36 为二进制 FSK 信号相干解调的方框图。图示接收机是在加性高斯白噪声存在的情况下的最佳检波器。它由两个相干器构成，提供本地相干解调信号。相干输出的差值与阈值比较器进行比较。如果差值信号大于阈值，接收机判别为 1，否则为 0。

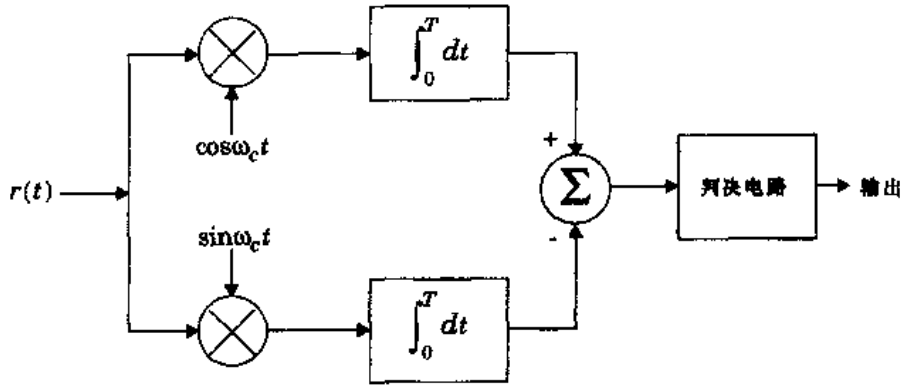


图 5.36　FSK 信号的相干检测

下面公式给出相干 FSK 接收机的误码率：

$$P_{e,\mathrm{FSK}} = Q\left(\sqrt{\frac{E^b}{N_0}}\right) \tag{5.101}$$

二进制 FSK 信号的非相干检测

与相移键控不同，我们可以不用相干载波而检测出噪声信道中的 FSK 信号。图 5.37 为非相干 FSK 接收机的方框图。接收机由匹配滤波器和包络检波器构成。图中上面一路的滤波器匹配 FSK 信号的频率 f_L，下面一路匹配频率 f_H。这些匹配滤波器均为中心频率分别为 f_H 和 f_L 的带通滤波器。包络检波的输出在 $t = kT_b$ 时抽样(其中 k 为整数)，并且将这些值进行比较。根据包络检波器输出的大小，比较器判决数据比特是 1 还是 0。

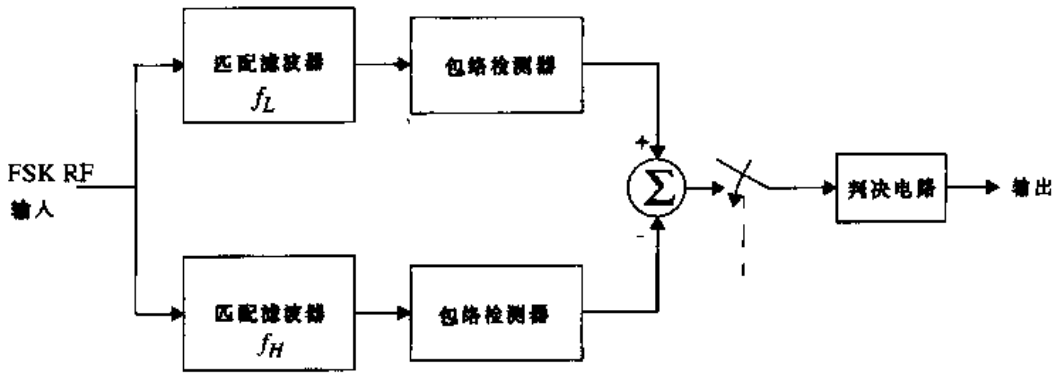


图 5.37　非相干 FSK 接收机的方框图

使用非相干检测时 FSK 系统的平均误码率为：

$$P_{e,\mathrm{FSK,NC}} = \frac{1}{2}\exp\left(\frac{E_b}{2N_0}\right) \tag{5.102}$$

5.8.2　最小频移键控(MSK)

最小频移键控(MSK)是一种特殊的连续相位的频移键控(CPFSK)，其最大频移为比特率的 1/4。换句话说，MSK 是调制系数为 0.5 的连续相位的 FSK。FSK 信号的调制系数类似于 FM 调制系数，定义为 $k_{\mathrm{FSK}} = (2\Delta F)/R_b$，其中 ΔF 是最大射频频移，R_b 是比特率。调制系数 0.5 对应着能够容纳两路正交 FSK 信号的最小频带，最小频移键控的由来就是指这种调制方法的频率间隔(带宽)是可以进行正交检测的最小带宽。如果

$$\int_0^T v_H(t)v_L(t)\,dt = 0 \tag{5.103}$$

则两路 FSK 信号 $v_H(t)$和 $v_L(t)$是正交的。

MSK 有时称为快速 FSK，因为其使用的频率空间仅为常规非相干 FSK 空间的一半[Xio94]。

MSK 是一种高效的调制方法，特别适合在移动无线通信系统中使用。它有很多好的特性，例如恒包络、频谱利用率高、误比特率低和自同步性能。

MSK 信号也可以看成是一类特殊形式的 OQPSK。在 MSK 中，OQPSK 的基带矩形脉冲被半正弦脉冲取代[Pas79]。这些脉冲在 $2T_b$ 周期中形状类似于 St.Louis 曲线。考虑比特流交错的 OQPSK 信号，如图 5.30 所示。如果用半正弦脉冲代替矩形脉冲，调制信号即为 MSK 信号，N 比特流的表达式为：

$$S_{MSK}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} m_I(t)p(t-2iT_b)\cos 2\pi f_c t + \sum_{i=0}^{N-1} m_Q(t)p(t-2iT_b-T_b)\sin 2\pi f_c t \quad (5.104)$$

其中

$$p(t)=\begin{cases} \sin\left(\dfrac{\pi t}{2T_b}\right) & 0\le t\le 2T_b \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

其中 $m_I(t)$和 $m_Q(t)$分别是双极性数据流的"奇比特"和"偶比特",以 $R_b/2$ 的速率输入解调器的同步积分环路。应当注意 MSK 信号有很多种形式[Sun86]。例如,一种 MSK 信号仅使用正的半正弦脉冲作为基本脉冲,另一种可能会使用正负交替变化的半正弦脉冲为基本脉冲信号。然而,所有的 MSK 信号都是相位连续的 FSK 信号,使用不同的技术以有效地利用频谱[Sun86]。

MSK 信号可看作一种特殊形式的连续相位的 FSK 信号,如使用三角变换改写式(5.97)为:

$$S_{MSK}(t)=\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos\left[2\pi f_c t - m_I(t)m_Q(t)\frac{\pi t}{2T_b}+\phi_k\right] \quad (5.105)$$

其中,ϕ_k 跟随 $m_I(t)$是 1 或 -1 而相应地取值 0 或 π。从公式(5.105)可推出 MSK 信号具有恒定幅值。通过选定载波频率为四分之一比特率($1/4T$)的整数倍,可以保证 MSK 信号在比特转换处的相位连续性。比较公式(5.105)和(5.97),可以看出 MSK 信号是二进制信号频率分别为 $f_c+1/4T$ 和 $f_c-1/4T$ 的 FSK 信号。从公式(5.105)还可以看出,MSK 信号的相位在每一个比特期间是线性的[Pro94,第 9 章]。

MSK 信号的功率谱

从公式(5.41)可知,射频信号的功率谱可由基带脉冲函数的傅里叶变换的平方在频谱上平移而得到。MSK 信号的基带脉冲函数由下式给出:

$$p(t)=\begin{cases} \cos\left(\dfrac{\pi t}{2T}\right) & |t|<T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (5.106)$$

因而,通常 MSK 信号的功谱密度如下:

$$P_{MSK}=\frac{16}{\pi^2}\left(\frac{\cos 2\pi(f+f_c)T}{1.16f^2T^2}\right)^2+\frac{16}{\pi^2}\left(\frac{\cos 2\pi(f-f_c)T}{1.16f^2T^2}\right)^2 \quad (5.107)$$

图 5.38 给出了 MSK 信号的功率谱密度,同时画出了 QPSK 和 OQPSK 的功率谱密度作为比较。从图中可以看出,MSK 信号的旁瓣比 QPSK 和 OQPSK 信号低。MSK 信号 99%的功率位于带宽 $B=1.2/T$ 之中。而对于 QPSK 和 OQPSK 信号,包纳 99%功率的带宽 $B=8/T$。MSK 信号在频谱上衰落快是由于其采用的脉冲函数更为平滑。图 5.38 同时显示出 MSK 信号的主瓣比 QPSK 和 OQPSK 信号的宽,因此在以第一带宽作比较时,MSK 的频谱利用率比相移键控技术要

低[Pas79]。

由于 MSK 信号在比特转换时不存在相位的急剧变化，为了满足带宽要求而频带受限时，MSK 信号的包络不会有过零的现象。即使频带受限，包络仍然或多或少地保持其恒定性。可以在接收机使用硬限幅消除包络上的微小变化，而不致引起带外功率的上升。因为幅度是恒定的，MSK 信号可以使用非线性放大器进行放大。除此之外，MSK 还有很多优点，如解调和同步电路简单等。因此最小频移键控广泛应用于移动通信系统。

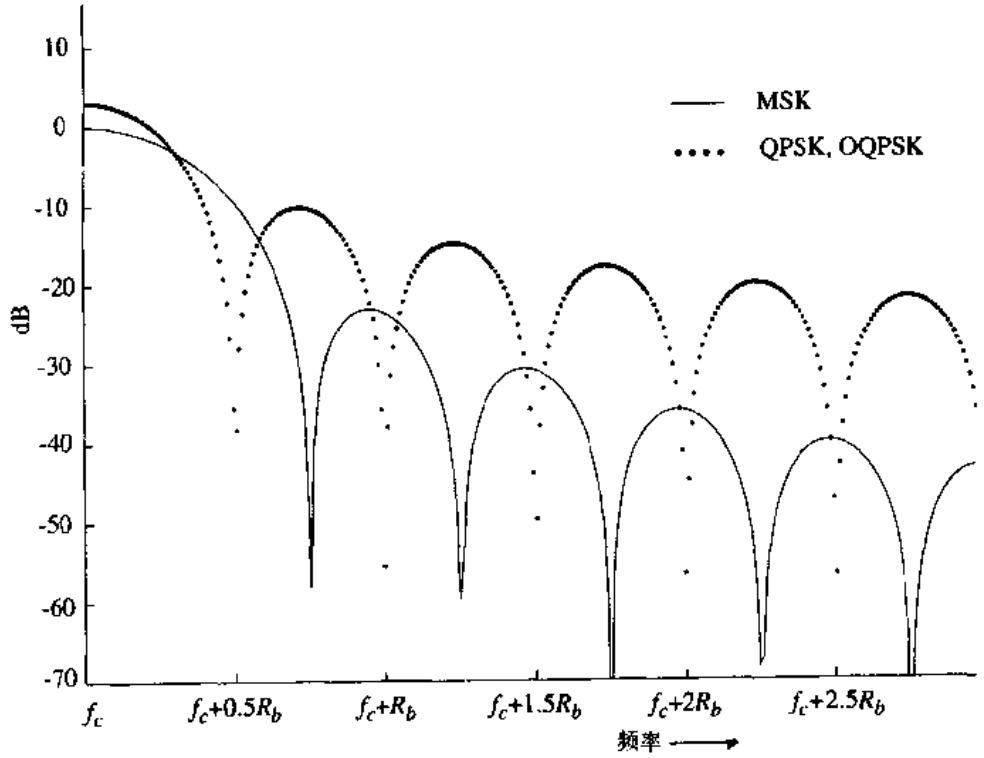


图 5.38　MSK 信号的功率谱密度与 QPSK 信号、OQPSK 信号相比较

MSK 发射机与接收机

图 5.39 为一典型的 MSK 调制器。将载波信号与 $\cos[\pi t/2T]$相乘，得到两路相位相干的信号，频率分别为 $f_c + 1/4T$ 和 $f_c - 1/4T$。两个窄带通滤波器将这两路 FSK 信号分离，然后适当组合形成同相和正交载波分量 $x(t)$和 $y(t)$。它们再与比特流的奇数分量 $m_I(t)$和偶数分量 $m_Q(t)$相乘，产生 MSK 的调制信号 $s_{MSK}(t)$。

MSK 接收机的方框图见图 5.40。接收到的信号 $s_{MSK}(t)$(假设无噪声和干扰)分别与同相和正交载波分量 $x(t)$和 $y(t)$相乘。乘法器的输出经两比特周期积分后，在每两比特结束时送入判别器。根据积分器输出电平的大小，阈值检测器决定信号是 0 或 1。输出数据流对应 $m_I(t)$和 $m_Q(t)$，并可以将它们组合得到解调信号。

5.8.3　高斯最小频移键控(GMSK)

GMSK 是由 MSK 演变来的一种简单的二进制调制方法。在 GMSK 中，将调制的不归零(NRZ)数据通过预调制高斯脉冲成形滤波器[Mur81](参见 5.5.3 节)，使其频谱上的旁瓣水平进一步降低。基带的高斯脉冲成形技术平滑了 MSK 信号的相位曲线，因此稳定了信号的频率

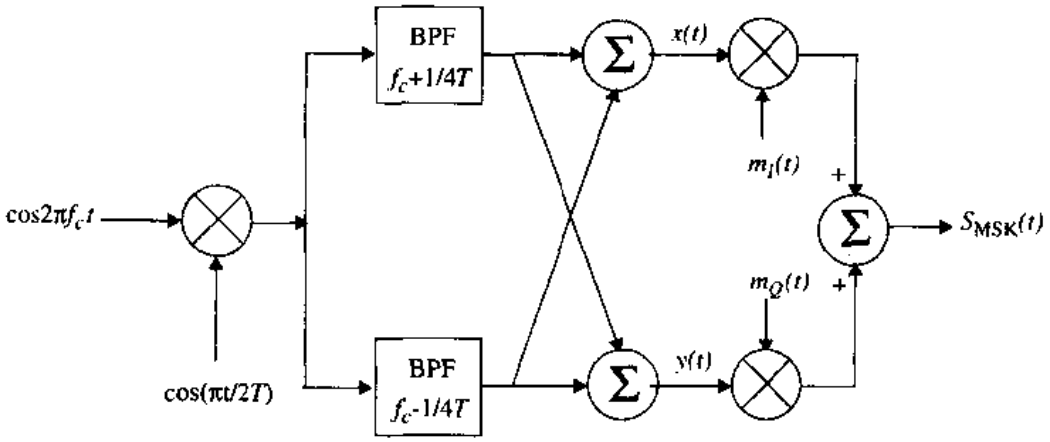


图 5.39 MSK 发射机的方框图

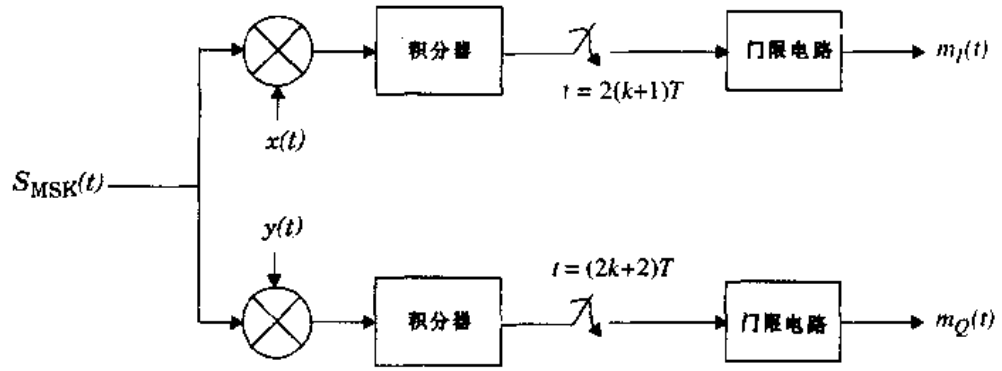


图 5.40 MSK 接收机的方框图

变化，这使得发射频谱上的旁瓣水平大大降低。

预调制高斯滤波器将全响应信号(即每一基带符号占据一个比特周期 T)转换为部分响应信号，每一发射符号占据几个比特周期。然而由于脉冲成形并不会引起平均相位曲线的偏离，GMSK 信号可以作为 MSK 信号进行相干检测，或者作为一个简单的 FSK 信号进行非相干检测。实际上，GMSK 由于具有极好的功率效率(因为恒定包络)和极好的频谱效率而倍受青睐。预调制高斯滤波器在发射信号中引进了符号间干扰(ISI)，但如果滤波器的 3dB 带宽与比特时间乘积(BT)大于 0.5 的话，性能的下降并不严重。GMSK 牺牲误码性能，而得到了极好的频谱效率和恒定包络特性。

GMSK 预调制滤波器的脉冲响应由下面公式给出：

$$h_G(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha}\exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2}t^2\right) \tag{5.108}$$

传输函数为：

$$H_G(f) = \exp(-\alpha^2 f^2) \tag{5.109}$$

参数 α 与 B 和 $H_G(f)$的 3dB 基带带宽有关，即：

$$\alpha = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\sqrt{2}B} = \frac{0.5887}{B} \tag{5.110}$$

GMSK 滤波器可以由 B 和基带符号持续时间 T 完全决定，因此习惯上使用 BT 乘积来定义 GMSK。

图 5.41 显示了 GMSK 信号不同 BT 值的射频功率谱。因为 MSK 信号与 BT 乘积为无限大的 GMSK 的功率谱相同，作为对比也画在图中。从图中可以清楚地看到，随着 BT 乘积的减小，旁瓣衰落极快。例如，当 BT = 0.5 时，第一旁瓣比主瓣低 30dB，而对应于 MSK，第一旁瓣只比主瓣低 20dB。但是 BT 乘积的减小会增加误码率，这是由于低通滤波器引发的符号间干扰造成的。在 5.11 节我们将看到，由于移动速率移动无线信道会产生误码，因而只要 GMSK 产生的误码率小于移动无线信道的，GMSK 仍然是很好的选择。表 5.3 显示了作为 BT 函数的 GMSK 信号中，包含给定功率百分比的带宽[Mur81]。

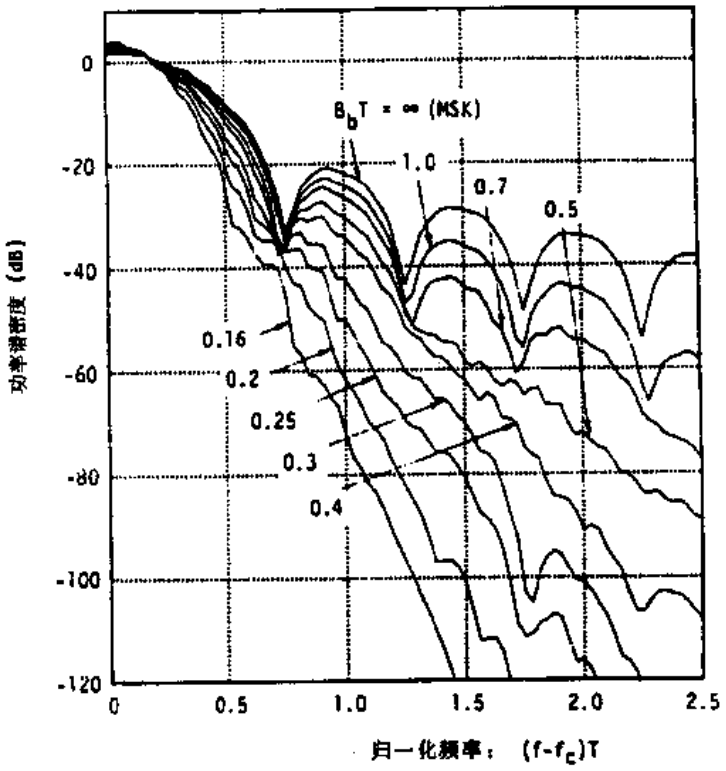


图 5.41 GMSK 信号的功率谱密度(取自[Mur81] ©IEEE)

表 5.3 包含给定功率所占用的 RF 带宽(对部分 R_b 的 GMSK 和 MSK)[Mur81]

注意 GMSK 频谱比 MSK 窄

BT	90%	99%	99.8%	99.99%
0.2GMSK	0.52	0.79	0.99	1.22
0.25GMSK	0.57	0.86	1.09	1.37
0.5GMSK	0.69	1.04	1.33	2.08
MSK	0.78	1.20	2.76	6.00

GMSK 信号频谱随着 BT 值减小越来越紧密的同时，因符号间干扰造成的性能下降加剧。Ishizuka[Ish80]指出，由于滤波器引起的符号间干扰而造成的误码率性能下降值在 BT 为 0.5887 时最小。这时与无符号间干扰的情况相比，所需 E_b/N_0 仅增加 0.14dB。

GMSK 的误码率

GMSK 的误码率公式首先在高斯加性白噪声信道中推出[Mur81],并且证明当 $BT = 0.25$ 时,性能比 MSK 高 1dB。因为脉冲整形影响了符号间干扰,GMSK 的误码率是 BT 的函数,公式如下:

$$P_e = Q\left\{\sqrt{\frac{2\gamma E_b}{N_0}}\right\} \tag{5.111a}$$

其中 γ 是与 BT 相关的常数,表达式如下:

$$\gamma \cong \begin{cases} 0.68 & \text{对于 GMSK} \quad (BT = 0.25) \\ 0.85 & \text{对于简单的 MSK} \quad (BT = \infty) \end{cases} \tag{5.111b}$$

GMSK 接收机和发射机

最简单的产生 GMSK 信号的方法是将不归零信息比特流通过高斯基带滤波器,其后送入 FM 调制器。其中高斯基带滤波器的脉冲响应已在公式(5.108)中给出。这种调制技术如图 5.42 所示,并且在多种模拟和数字系统中采用。例如美国蜂窝数字分组数据系统(CDPD)和全球移动通信系统(GSM)。图 5.42 也可以使用标准 I/Q 调制器实现。

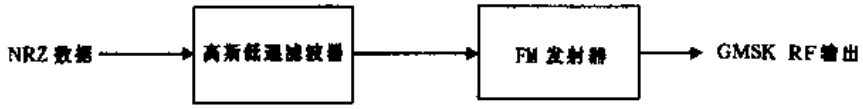


图 5.42 采用直接 FM 构成的 GMSK 发射机的框图

可以使用如图 5.43 的正交相干检测器检测 GMSK 信号,或者使用简单的非相干检测器,如标准 FM 鉴别器。载波恢复有时由 De Buda[deB72]方法实现:两路不连续频率分量之和经过倍频后再除以 4。De Buda 方法类似于 Costas 环路,并且等效于带有倍频器的锁相环。这种

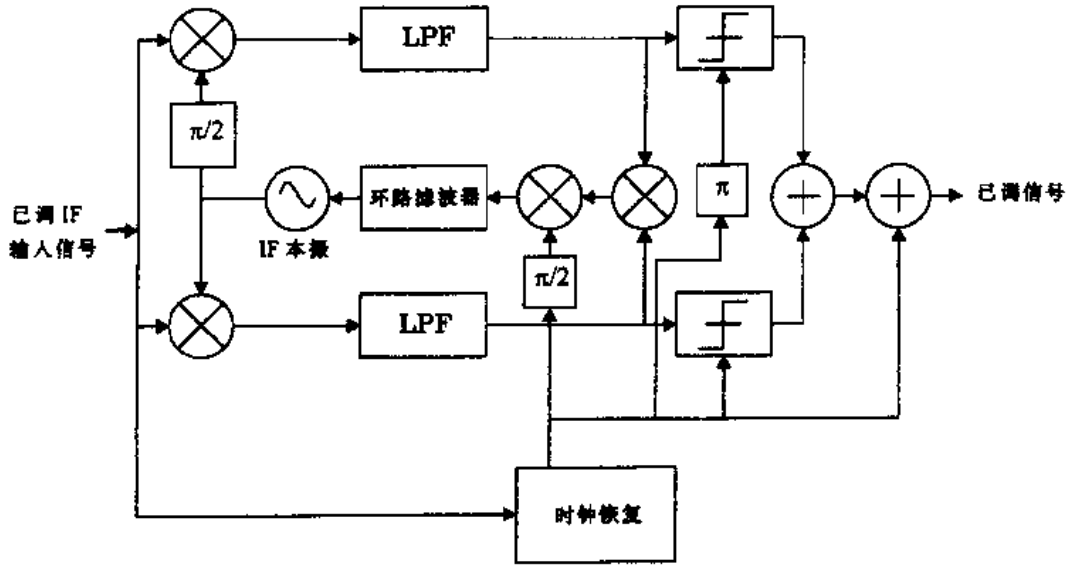


图 5.43 GMSK 接收机方框图

接收机可以很容易地用图 5.44 所示的数字逻辑实现。两个 D 边沿触发器作为积分解调器,或非门作为基带乘法器。正交相干载波由两个 D 边沿触发器生成,压控振荡器的中心频率设定

为载波中心频率的4倍。一个不是最佳的，但是非常有效的检测GMSK信号的方法，是将FM解调器的输出简单抽样。

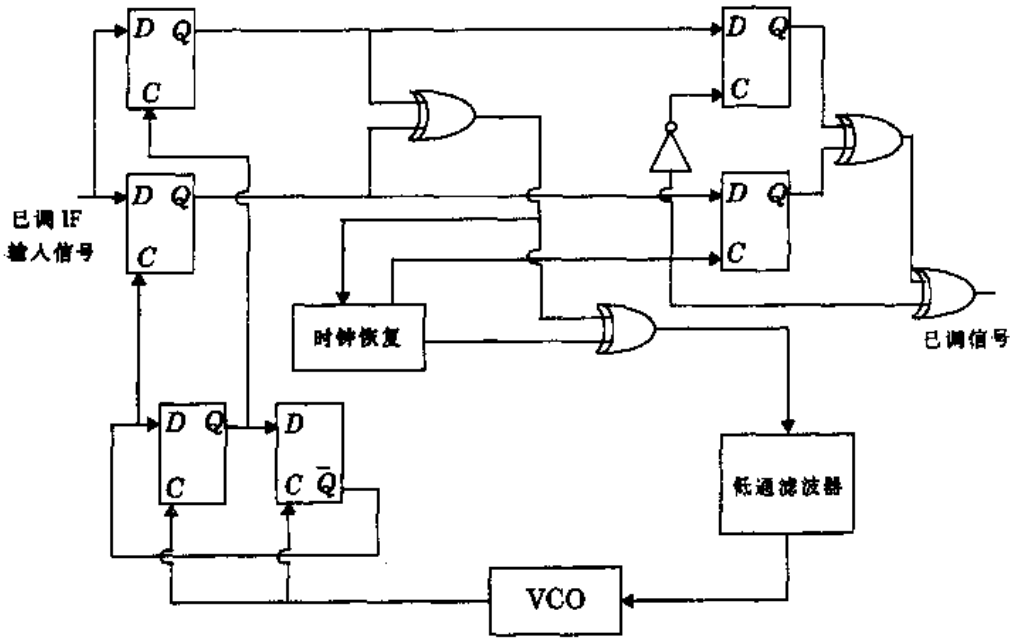


图5.44 GMSK解调器的数字逻辑电路(取自[deB72]© IEEE)

例5.11

为了产生0.25GMSK信号，当信道数据速率 $R_b = 270\text{kbps}$ 时，找出高斯低通滤波器的3dB带宽。射频信道中，90%的功率集中在多大的带宽中？确定高斯滤波器的参数 α。

例5.11解

由题中说明可知：

$$T = \frac{1}{R_b} = \frac{1}{270 \times 10} = 3.7\mu\text{s}$$

因为 $BT = 0.25$，解出 B：

$$B = \frac{0.25}{T} = \frac{0.25}{3.7 \times 10^{-6}} = 67.567\text{kHz}$$

所以3dB带宽是67.567kHz。为了确定90%功率带宽，在表5.3中查出恰当的值为 $0.57R_b$。因此，发射频谱上90%功率带宽为：

$$\text{RF } BW = 0.57R_b = 0.57 \times 270 \times 10^3 \approx 153.9\text{kHz}$$

5.9 线性和恒包络组合调制技术

现代调制技术可通过同时改变发射载波的包络和相位(或频率)传输数字基带数据。因为包络和相位提供了两个自由度，这样的调制技术将基带数据映射到四种或更多的射频载波信号。此种调制技术称之为多进制调制，可比单独使用幅度或相位调制表示更多的信号。

在多进制信号方案中，两个或多个比特组合成符号，在每一个符号期间 T_s 传输一个多进制信号 $s_1(t), s_2(t), \ldots, s_M(t)$。通常，可能的信号数 $M = 2^n$，其中 n 为整数。根据载波的变化是幅度、相位还是频率，调制方法分别称为多进制幅度键控、多进制相移键控和多进制频移键控。同时改变载波的幅度和相位的调制方法是现在研究的焦点。

多进制信号特别适合于带宽受限的信道，但是由于它对定时抖动的敏感性(即符号在星座图位置的距离变小引起定时误差增加。这会导致误码率的升高)而限制了其进一步应用。

多进制调制方法在获得更好的带宽特性的同时，牺牲了功率效率。例如，8-PSK 系统要求的带宽比 BPSK 系统小 $\log_2 8 = 3$ 倍，但是误码率比 BPSK 高很多。这是因为信号在星座图上彼此靠得太近。

5.9.1 多进制相移键控(MPSK)

在多进制相移键控中载波相位取 M 个可能值中的一个，即 $\theta_i = 2(i-1)\pi/M$，其中 $i = 1, 2, \ldots, M$。调制后的波形表达式如下：

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(i-1)\right), 0 \leq t \leq T_s \quad i = 1, 2, \ldots, M \tag{5.112}$$

其中，$E_s = (\log_2 M) E_b$ 是每个符号的能量，$T_s = (\log_2 M) T_b$ 是符号周期。上面的公式可用积分形式改写成：

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left[(i-1)\frac{2\pi}{M}\right] \cos(2\pi f_c t) \qquad i = 1, 2, \ldots, M \tag{5.113}$$

$$- \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin\left[(i-1)\frac{2\pi}{M}\right] \sin(2\pi f_c t)$$

通过选择基本正交信号 $\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t)$ 和 $\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t)$，其中 $0 \leq t \leq T_s$，多进制 PSK信号的表达式为：

$$S_{\text{M-PSK}}(t) = \left\{\sqrt{E_s} \cos\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right] \phi_1(t) - \sqrt{E_s} \sin\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right] \phi_2(t)\right\} \tag{5.114}$$

$$i = 1, 2, \ldots, M$$

因为在多进制调制中有两个基本信号，所有多进制 PSK 的星座图是二维的。多进制信号点均匀分布在以原点为中心、$\sqrt{E_s}$为半径的圆周上。图 5.45 为 8-PSK 的星座图。从图中可以清楚地看到多进制相移键控信号在没有脉冲整形的情况下有着恒定包络。

可以利用式(5.62)计算加性高斯白噪声信道中的 MPSK 信号的符号差错概率。从图 5.45 中的几何关系能够看出，相邻符号间的距离等于 $2\sqrt{E_s}\sin\left(\frac{\pi}{M}\right)$。下面给出多进制 PSK 系统的平均误符号概率：

$$P_e \leq 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \tag{5.115}$$

和 BPSK、QPSK 的调制解调一样，多进制 PSK 的解调，或者使用相干检测，或者使用微分解

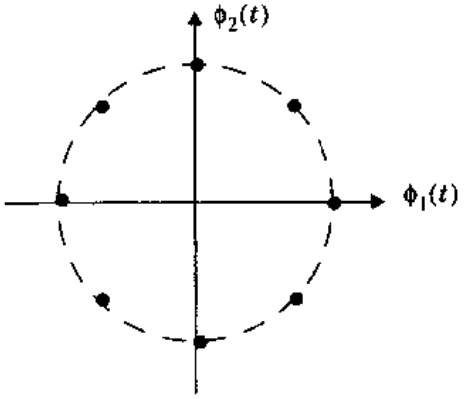


图 5.45　MPSK 的星座图($M=8$)

码进行非相干微分检测。加性高斯白噪声信道中微分解调多进制 PSK 系统($M \geq 4$)的符号差错概率大约为[Hay94]:

$$P_e \approx 2Q\left(\sqrt{\frac{4E_s}{N_0}}\sin\left(\frac{\pi}{2M}\right)\right) \tag{5.116}$$

多进制 PSK 的功率谱

多进制 PSK 信号的功率谱密度(PSD)可以用类似于处理 BPSK 和 QPSK 的方法得到。多进制相移键控的符号周期 T_s 与比特周期 T_b 有关:

$$T_s = T_b \log_2 M \tag{5.117}$$

矩形脉冲的多进制 PSK 信号的 PSD 公式如下:

$$P_{\text{MPSK}} = \frac{E_s}{2}\left[\left(\frac{\sin\pi(f-f_c)T_s}{\pi(f-f_c)T_s}\right)^2 + \left(\frac{\sin\pi(-f-f_c)T_s}{\pi(-f-f_c)T_s}\right)^2\right] \tag{5.118}$$

$$P_{\text{MPSK}} = \frac{E_b \log_2 M}{2}\left[\left(\frac{\sin\pi(f-f_c)T_b\log_2 M}{\pi(f-f_c)T_b\log_2 M}\right)^2 + \left(\frac{\sin\pi(-f-f_c)T_b\log_2 M}{\pi(-f-f_c)T_b\log_2 M}\right)^2\right] \tag{5.119}$$

图 5.46 为 $M=8$ 和 $M=16$ 的多进制 PSK 信号的 PSD 函数。从公式(5.119)和图 5.46 中可以清楚地看到,在 R_b 保持不变的情况下,MPSK 信号的主瓣随着 M 的增加而减小,所以随着 M 值的增加带宽效率也在增加。即 R_b 不变,M 增加时 η_b 增加、B 减小。同时,增大 M 意味着星座图更加紧密,因此功率效率(抗噪声性能)降低。表 5.4 列出了不同 M 值的 MPSK 系统的带宽效率和功率效率,其中 MPSK 信号在加性高斯白噪声信道中经过理想奈奎斯特(Nyquist)脉冲整形。假设这些值没有定时抖动和衰落,因为这两个因素当 M 增加时对误码率有很多负面影响。通常,在实际无线通信信道中,必须进行仿真以确定误码率的大小,因为干扰和多径效应会改变 MPSK 信号的瞬时相位,从而在检测器产生误码。当然,检测器实现方式的其它特点也会影响接收性能。

表 5.4 MPSK 信号的带宽效率和功率效率

M	2	4	8	16	32	64
$\eta_B = R_b/B^*$	0.5	1	1.5	2	2.5	3
$E_b/N_0(\mathrm{BER}=10^{-6})$	10.5	10.5	14	18.5	23.4	28.5

* B：MPSK 信号的第一个零点带宽

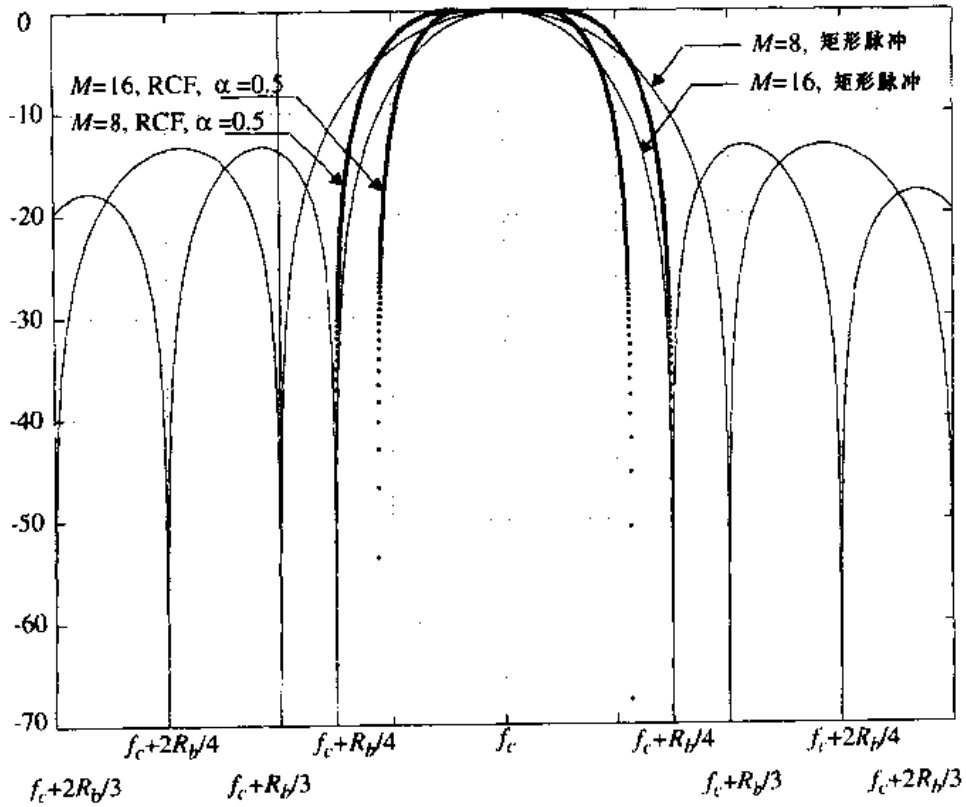


图 5.46 MPSK 功率谱密度，$M=8,16$(固定 R_b 的矩形脉冲和升余弦脉冲的 PSD)

实际应用时，移动信道中的 MPSK 信号需要使用导频符号或均衡，所以在实际商用中并不常见。

5.9.2 多进制正交幅度调制(QAM)

多进制 PSK 调制中，传输信号的幅度保持在一恒定值，因此星座图是圆形的。通过同时改变相位和幅度，我们获得一种新的调制方法，称为正交幅度调制(QAM)。图 5.47 画出了 16 进制 QAM 的星座图。星座图由信号点方格组成。多进制 QAM 信号的一般形式定义为：

$$S_i(t)=\sqrt{\frac{2E_{\min}}{T_s}}a_i\cos(2\pi f_c t)+\sqrt{\frac{2E_{\min}}{T_s}}b_i\sin(2\pi f_c t) \qquad (5.120)$$

$$0\le t\le T \qquad i=1,2,\ldots,M$$

其中，$E_{\min}$是幅度最小的信号的能量，a_i 和 b_i 是一对独立的整数，根据信号点的位置而定。应当注意多进制 QAM 每个符号没有恒定的能量，可能的符号间的距离也不恒定。所以一些特殊值的 $S_i(t)$会比其他值的 $S_i(t)$更容易检测。

假设使用矩形脉冲成形滤波器，信号 $S_i(t)$扩展为一对如下定义的基本函数：

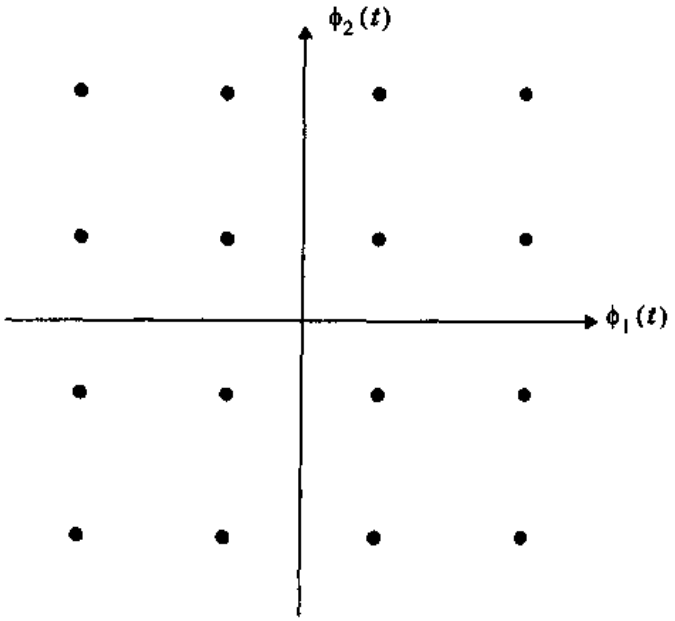


图 5.47　M 进制 QAM($M=16$)信号的星座图

$$\phi_1(t)=\sqrt{\frac{2}{T_s}}\cos(2\pi f_c t) \qquad 0\leq t\leq T_s \tag{5.121}$$

$$\phi_2(t)=\sqrt{\frac{2}{T_s}}\sin(2\pi f_c t) \qquad 0\leq t\leq T_s \tag{5.122}$$

第 i 个信号点的坐标是($a_i\sqrt{E_{\min}}$, $b_i\sqrt{E_{\min}}$),其中(a_i, b_i)是 $L\times L$ 的矩阵的元素,如下式:

$$\{a_i,b_i\}=\begin{bmatrix}(-L+1,L-1) & (-L+3,L-1) & \cdots & (L-1,L-1)\\ (-L+1,L-3) & (-L+3,L-3) & \cdots & (L-1,L-3)\\ \cdot & \cdot & & \cdot\\ \cdot & \cdot & & \cdot\\ (-L+1,-L+1) & (-L+3,-L+1) & \cdots & (L-1,-L+1)\end{bmatrix} \tag{5.123}$$

其中 $L=\sqrt{M}$。例如,图 5.47 中的 16 进制 QAM 信号的星座图,其 $L\times L$ 矩阵为:

$$\{a_i,b_i\}=\begin{bmatrix}(-3,3) & (-1,3) & (1,3) & (3,3)\\ (-3,1) & (-1,1) & (1,1) & (3,1)\\ (-3,-1) & (-1,-1) & (1,-1) & (3,-1)\\ (-3,-3) & (-1,-3) & (1,-3) & (3,-3)\end{bmatrix} \tag{5.124}$$

假设使用相干检测,多进制 QAM 信号在加性高斯白噪声信道中的平均误码率大约是[Hay94]:

$$P_e\cong 4\left(1-\frac{1}{\sqrt{M}}\right)Q\left(\sqrt{\frac{2E_{\min}}{N_0}}\right) \tag{5.125}$$

使用平均信号能量 E_{av},公式可表示为[Zie92]:

$$P_e \cong 4\left(1-\frac{1}{\sqrt{M}}\right)Q\left(\sqrt{\frac{3E_{av}}{(M-1)N_0}}\right) \tag{5.126}$$

QAM 调制信号的功率谱和带宽效率与多进制 PSK 调制信号相同。而在功率效率方面，QAM 优于多进制 PSK。表 5.5 列出了不同 M 值 QAM 信号的带宽和功率效率，其中假设在加性高斯白噪声信道中使用了最优升余弦滚降滤波器。与多进制 PSK 信号相比较，表中所列出的数据性能更好。实际应用时必须经过仿真信道的不同参数，以及指定接收机的具体实现方式后，才能确定无线系统中的误码率。无线系统中的 QAM 信号必须使用导频信号或均衡。

表 5.5　QAM 的带宽和功率效率[Zie92]

M	4	16	64	256	1024	4096
η_B	1	2	3	4	5	6
$E_b/N_o(\mathrm{BER}=10^{-6})$	10.5	15	18.5	24	28	33.5

5.9.3　多进制频移键控(MFSK)

多进制 FSK 中的传输信号定义为：

$$S_i(t)=\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\cos\left[\frac{\pi}{T_s}(n_c+i)t\right] \quad 0\le t\le T_s \quad i=1,2,\ldots,M \tag{5.127}$$

其中，对于某些固定的 n_c，$f_c=n_c/2T_s$。M 个传输信号具有相同的能量和时长，信号频率彼此间隔 $1/2T_s$ 赫兹，所以信号都是正交的。

对于相干的多进制 FSK 信号，最佳接收机有 M 相关器或匹配滤波器。基于联合界的平均误码率为[Zie92]：

$$P_e\le(M-1)Q\left(\sqrt{\frac{E_b\log_2 M}{N_0}}\right) \tag{5.128}$$

对于使用匹配滤波器，然后经过包络检测器的非相干信号检测方式，其平均误码率为[Zie92]：

$$P_e=\sum_{k=1}^{M-1}\left(\frac{(-1)^{k+1}}{k+1}\right)\binom{M-1}{k}\exp\left(\frac{-kE_s}{(k+1)N_0}\right) \tag{5.129}$$

仅使用二项展开式的首项，误码率可界定在如下范围：

$$P_e\le\frac{M-1}{2}\exp\left(\frac{-E_s}{2N_0}\right) \tag{5.130}$$

相干多进制 FSK 信号的信道带宽定义为[Zie92]：

$$B=\frac{R_b(M+3)}{2\log_2 M} \tag{5.131}$$

非相干多进制 FSK 信号的信道带宽定义为：

$$B = \frac{R_b M}{2\log_2 M} \tag{5.132}$$

这就意味着多进制 FSK 信号的带宽效率随着 M 的增加而降低。因此与多进制 PSK 信号不同，多进制 FSK 信号的带宽效率较低。但是由于所有的 M 信号都是正交的，信号彼此不占用空间，因此功率效率随着 M 的增加而增加。另外，多进制 FSK 信号可使用非线性放大器进行放大，不会引起性能降低。表 5.6 提供了不同 M 值的多进制 FSK 信号的带宽效率和功率效率。

表 5.6　多进制 FSK 的带宽效率和功率效率[Zie92]

M	2	4	8	16	32	64
η_B	0.4	0.57	0.55	0.42	0.29	0.18
$E_b/N_0(\mathrm{BER}=10^{-6})$	13.5	10.8	9.3	8.2	7.5	6.9

多进制 FSK 信号的正交特性，引导研究人员将正交频分复用(OFDM)作为提供高的功率效率的方法，可在一个信道容纳大量的用户。公式(5.127)中的每一个频率都经过二进制数据(开/关)的调制，提供多路并行载波，每个载波都包括部分用户数据。

5.10　扩频调制技术

到目前为止，所有的调制和解调技术都争取在静态加性高斯白噪声信道中达到更好的功率效率和(或)带宽效率。由于带宽是一个有限的资源，目前所有调制方案的一个主要设计思想就是最小化传输带宽。相反，扩频技术使用的传输带宽比要求的最小信号带宽大几个数量级。尽管这种系统对于单个用户带宽效率很低，但是扩展频谱的优点是很多用户可以在一个频带中同时使用，而不会相互产生明显的干扰。多用户使用时，在多径干扰(MAI)存在的环境中，扩频系统的频谱效率就变得较高。

除了占用非常大的带宽，扩频信号与普通数字化信息数据相比还有伪随机和类似噪声的特性。扩频波形由伪噪声(PN)序列或所谓伪噪声码控制。PN 序列是二进制序列，表现出某种随机性，但却可以在指定的接收机上以确定的方式重新产生。扩频信号在接收机处与本地产生的伪随机载波做互相关运算进行解调。正确的 PN 序列经互相关运算后扩频信号压缩，恢复为窄带上的原始调制信号。而来自其他用户的互相关信号只是在接收机的输出产生很小的宽带噪声。

扩展频谱的调制方法具有很多优点，使得它特别适合无线移动通信环境。最重要的是其固有的抗干扰能力。由于每一个用户都被分配一个唯一的 PN 码，并与其他用户的 PN 码近似正交，所以接收机可以根据这些 PN 码将每个用户分开，即使他们同时占用同一频带。这就是说，对于一定数量的用户，扩频信号中同一频率的干扰可以忽略不计。不仅是某个特定的扩频信号可以从其他的扩频信号中恢复出来，即使当存在窄带干扰时也可以完全地恢复出某个特定的扩频信号。因为窄带干扰只是影响扩频信号的一小部分，很容易通过陷波滤波器去除其影响，而不损失过多的信息。因为所有的用户都使用相同的频率，扩频可以省略频率规划工作，所有的小区都使用相同的信道。

良好的抗多径干扰的特性也是在无线通信中采用扩频系统的一个基本原因。第 4 章表明,宽带信号是频率选择性的。因为扩频信号在一个很宽的频谱上有着相同的能量,任意时间只有一小部分频谱受衰落的影响(参见第 4 章的宽带信号和窄带信号在多径信道中的比较)。从时域上看,多径干扰会导致传输延时的 PN 信号和原 PN 序列互相关性变差,就像一个其他不相关的用户信号一样而被接收机忽略。扩频系统不仅可抗多径衰落,还可以进一步利用多径分量增进系统的性能。可以通过 RAKE 接收机将数路包含可解多径分量的信息结合起来。RAKE 接收机由一组相关器构成,每一路都与特定信号的多径分量相关。相关器的输出根据它们相对强度加权运算,最终得到一个信号估值[Pri58]。RAKE 接收机将在第 6 章描述。

5.10.1 伪随机(PN)序列

伪噪声(PN)或伪随机序列是一种自相关的二进制序列,在一段周期内其自相关性类似于随机二进制序列。其自相关性也与带宽受限的白噪声信号的自相关特性大致类似。尽管伪噪声序列是确定的,但是具有很多类似随机二进制序列的性质,例如 0 和 1 的数目大致相同,将序列平移后和原序列的相关性很小,任意两个序列的互相关函数很小等等。PN 序列通常由序列逻辑电路产生。图 5.48 所示的反馈移位寄存器是由一系列的两状态存储器和反馈逻辑构成。二进制序列按照时钟脉冲在移位寄存器中移动,不同状态的输出逻辑地组合起来并且反馈回第一寄存器作为输入。当反馈逻辑由独立的"异或"门组成(通常是这种情况),此时移位寄存器称为线性 PN 序列生成器。

存储器的最初状态和反馈逻辑电路的结构决定了存储器的其后状态。如果线性移位寄存器在某些时刻到达零状态,它会永远保持零状态不变,因此输出相应地变为全零序列。因为 m 阶反馈移位寄存器只有 2^m-1 个非零状态,所以由 m 阶线性寄存器生成的 PN 序列不会超过 2^m-1 个。周期为 2^m-1 的线性反馈寄存器产生的序列称为最大长度(ML)序列。一个极好的 PN 码在[Coo86b]中给出。

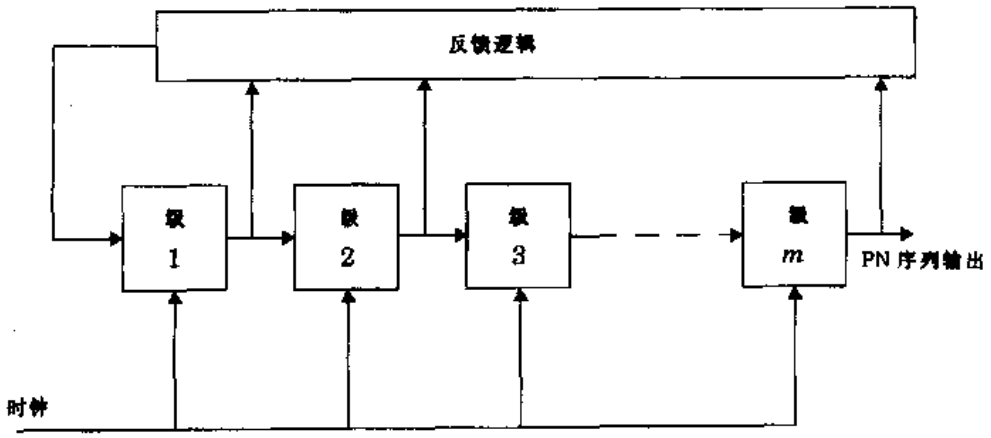


图 5.48 m 级简化的反馈移位寄存器框图

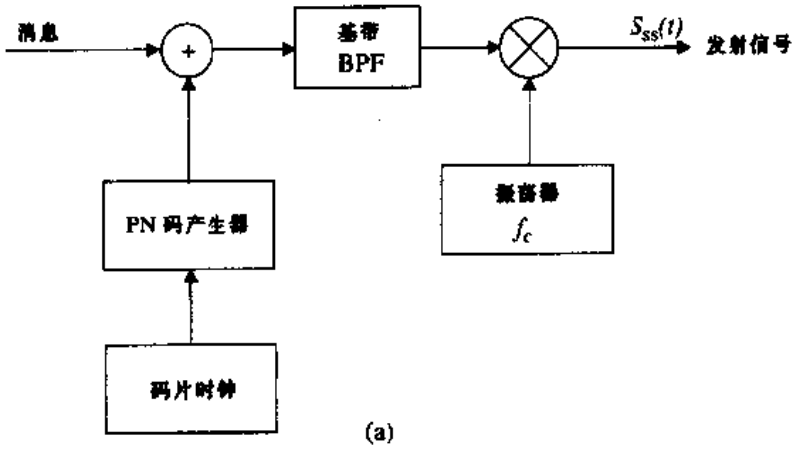
5.10.2 直接序列扩频(DS-SS)

直接序列扩频(DS-SS)系统通过将伪噪声序列直接与基带脉冲数据相乘来扩展基带数据,其伪噪声序列由伪噪声生成器产生。PN 波形的一个脉冲或符号称为"码片"。图 5.49 是使用二进制相移调制的 DS 系统的功能框图。这是一个普遍使用的直接序列扩频的实现方法。同

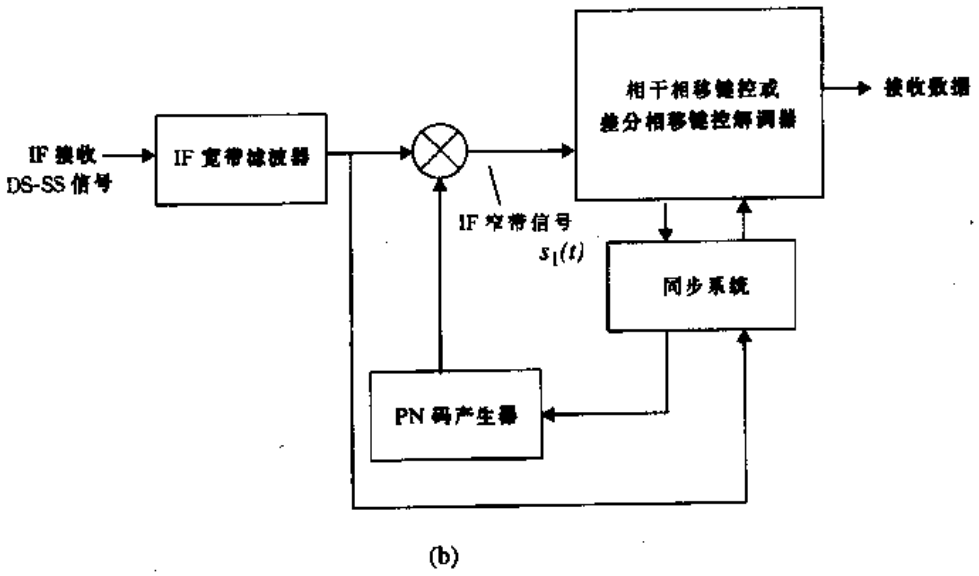
步的数据符号，可能是信息比特或二进制信道编码符号，以模 2 加的方式形成码片，然后再进行相移调制。接收端可能会使用相干或微分相干的相移键控(PSK)解调器。接收到的单用户扩频信号可以表示如下：

$$S_{ss}(t)=\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}m(t)p(t)\cos(2\pi f_c t+\theta) \tag{5.133}$$

其中，$m(t)$是数据序列，$p(t)$是 PN 扩频序列，f_c 为载波，θ 是 $t=0$ 时的载波初始相位。数据波形是时间序列上的无交迭的矩形脉冲，每一脉冲的幅度等于 +1 或 -1。$m(t)$序列中的每一个符号代表一个数据符号，周期为 T_s。$p(t)$序列中的每一个脉冲代表一个码片，通常是幅度等于 +1 或 -1 的矩形，周期为 T_c。数据符号和码片的边沿变换相一致，因此 T_s 和 T_c 的比率为整数。如果 W_{ss}是 $S_{ss}(t)$的带宽，B 是 $m(t)\cos(2\pi f_c t)$的带宽，由于 $p(t)$扩频有 $W_{ss}>>B$。



(a)



(b)

图 5.49　二进制相移调制的 DS-SS 系统的方框图　(a)发射机；(b)接收机

图 5.49(b)为 DS 接收机。假设接收机已经达到同步，接收到的信号通过宽带滤波器，然后与本地产生的 PN 序列 $p(t)$相乘。如果 $p(t)=\pm 1$，则 $p^2(t)=1$，经乘法运算得到解扩信号 $s(t)$。

$$s_1(t)=\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}m(t)\cos(2\pi f_c t+\theta) \tag{5.134}$$

$s_1(t)$作为解调器的输入。因为 $s_1(t)$是 BPSK 信号,相应地可以解出数据信号 $m(t)$。

图 5.50 显示了得到的信号的接收频谱和宽带滤波器输出处的干扰。在解调器输入端,经过扩频序列乘法运算的信号频谱见图 5.50(b)。信号带宽减小到 B,同时干扰能量扩展后的带宽超过 W_{ss}。解调器的滤波将大多数不与信号频谱交迭的干扰信号去除。所以大部分原始干扰信号能量被消除,不会影响接收机性能。抗干扰能力大致可用比值 W_{ss}/B 来衡量,等于如下定义的处理增益:

$$PG=\frac{T_s}{T_c}=\frac{R_c}{R_s}=\frac{W_{ss}}{2R_s} \tag{5.135}$$

系统处理增益越大,抗带内干扰的能力越强。

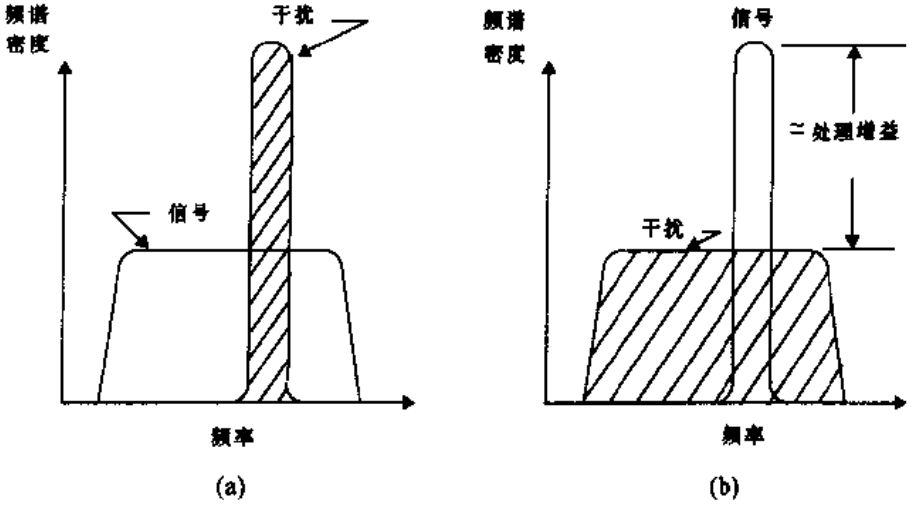


图 5.50 带干扰的接收信号频谱 (a)宽带滤波器输出;(b)扩展后相关器输出

5.10.3 跳频扩频(FH-SS)

跳频涉及射频的一个周期性的改变。一个跳频信号可以视一列系列调制数据突发,它具有时变、伪随机的载频。所有可能的载波频率的集合称为跳频集。跳频发生于包括若干个信道的频带上。每个信道定义为其中心频率在跳频集中的频谱区域,它应大得足以包括一个相应载频上的窄带调制突发(通常为 FSK)的绝大部分功率。跳频集中使用的信道频宽称为瞬时带宽。跳频发生的频谱带宽称为总跳频带宽。数据以发射机载波频率跳变的方式发送到表面上随机的信道中,而这只有相应的接收机知道。每个信道上,在发射机再次跳频之前,数据的一些小的突发用传统的窄带调制发送。

如果每次跳频只使用一个载波频率(单信道),数字数据调制就称为单信道调制。图 5.51 给出了一个单信道的 FH-SS 系统。跳频之间的持续时间称为跳频持续时间或跳频周期,记之为 T_h。总的跳频带宽和瞬时带宽分别记作 W_{ss}和 B。则对于跳频系统,其处理增益 = W_{ss}/B。

从接收到的信号中去掉跳频称为解跳。如果图 5.51(b)中接收机合成器生成的频率模式和接收到的信号中的频率同步,则混频器的输出就是一个位于固定差频处的解跳信号。解调

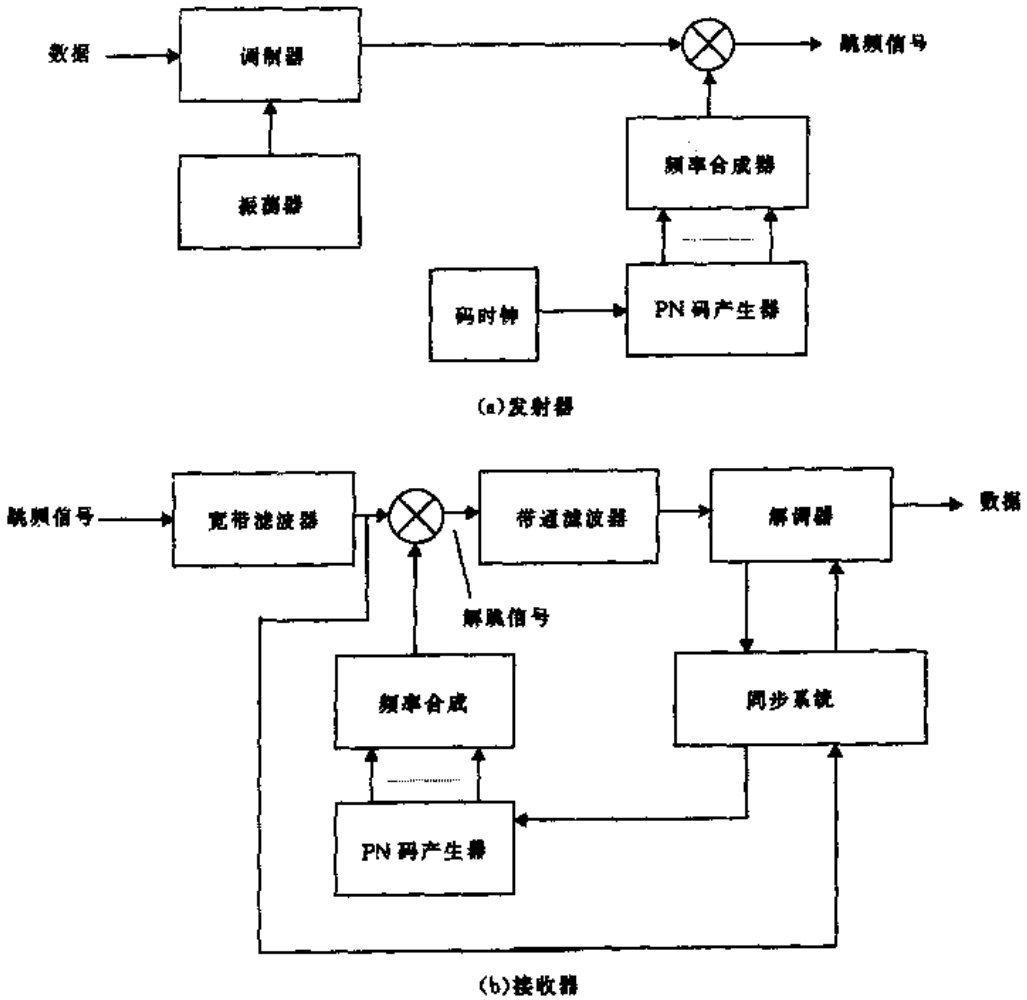


图 5.51　单信道调制跳频系统框图

之前,解跳信号输入到传统的接收机中。跳频中,当一个不需要的信号占据了一个特定的跳频信道时,这个信道中的噪声和干扰就可以进入解调器。这样,一个非预想的用户和预想的用户同时在同一信道中发射信号的情况下,跳频系统中就有可能出现碰撞。

跳频可分为快或慢两种。如果一次发射信号期间有不止一个频率跳跃,则为快跳频。这样,快跳频意味着跳频速率大于或等于信息速率。如果在频率跳跃的时间间隔中有一个或多个信号发射,则为慢跳频。

如果采用二进制 FSK,则一对可能的瞬时频率每次跳频时都要发生变动。发射信号占据的频率信道称为发射信道。另一个信号发射时所占据的信道称为互补信道。FH-SS 系统的跳频速率取决于接收机合成器的频率灵敏性、发射信息的类型、抗碰撞的编码冗余度,以及与最近的潜在干扰的距离。

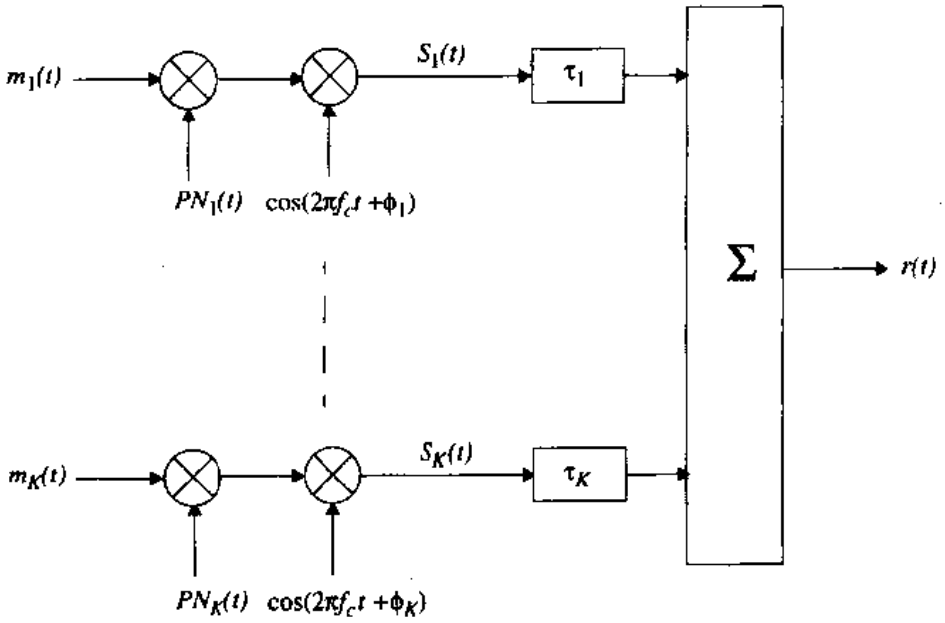
5.10.4　直接序列扩频的性能

图 5.52 给出了有 K 个用户接入的一个直接序列扩频系统。假设每个用户具有一个每信号 N 个时间片的伪随机序列,信号的周期为 T,那么 $NT_c = T$。第 k 个用户的发射信号可表示为:

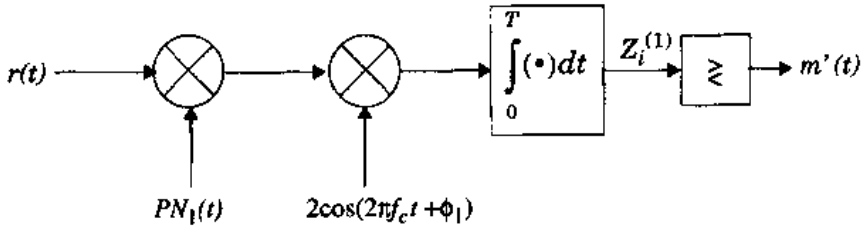
$$S_k(t)=\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}m_k(t)p_k(t)\cos(2\pi f_c t+\phi_k) \tag{5.136}$$

其中，$p_k(t)$为第 k 个用户的伪随机码序列，$m_k(t)$是第 k 个用户的数据序列。接收到的信号将由 K 个不同发射信号的和组成(一个目标用户和 $K-1$ 个非目标用户)。把接收到的信号和恰当的签名序列相关起来，产生一个判决变量，由此完成接收。用户 1 的第 i 个发送比特的判决变量为：

$$Z_i^{(1)}=\int_{(i-1)T+\tau_1}^{iT+\tau_1} r(t)p_1(t-\tau_1)\cos[2\pi f_c(t-\tau_1)+\phi_1]\,dt \tag{5.137}$$



(a)一个 CDMA 扩频系统 K 用户模型



(b)用户 1 的接收机构

图 5.52　一个有 K 个用户 DS-SS 系统的简化框图

如果 $m=1$，那么当 $Z_i^{(1)}>0$ 时这个比特将接收差错。差错概率现在可计算为 $P_r[Z_i^{(1)}>0\,|\,m_1, i=-1]$。既然接收到的信号 $r(t)$是信号的线性组合，方程(5.137)可重记做：

$$Z_i^{(1)}=I_1+\sum_{k=2}^{K}I_k+\xi \tag{5.138}$$

其中

$$I_1 = \int_0^T S_1(t)p_1(t)\cos(2\pi f_c t)\,dt = \sqrt{\frac{E_s T}{2}} \tag{5.139}$$

I_1 是接收机对来自用户 1 的信号的响应。

$$\xi = \int_0^T n(t)p_1(t)\cos(2\pi f_c t)\,dt \tag{5.140}$$

ξ 是代表噪声均值为零,方差如下的高斯随机变量。

$$E[\xi^2] = \frac{N_0 T}{4} \tag{5.141}$$

和

$$I_k = \int_0^T S_k(t-\tau_k)p_1(t)\cos(2\pi f_c t)\,dt \tag{5.142}$$

I_k 代表来自用户 k 的多用户接入干扰(多址干扰)。假定 I_k 是来自第 k 个干扰者的在一个比特积分周期 T 上 N 个随机码片的累积效应,则由中心极限定理,这些效应的总和将趋向于高斯分布(参见附录 C)。既然有 $K-1$ 个用户作为同样的干扰者,多址干扰可用高斯随机变量近似表示。正如附录 C 中给出的那样,高斯近似假定每个 I_k 是互不相关的,但实际上并非如此。高斯近似为比特差错的平均概率给出了一个方便的表示:

$$P_e = Q\left(\frac{1}{\sqrt{\frac{K-1}{3N}+\frac{N_0}{2E_b}}}\right) \tag{5.143}$$

对单个用户,$K=1$,这个表达式简化为 BPSK 的误比特率表达式。对于不考虑热噪声的干扰受限情况,E_b/N_0 趋向于无限,误码率表达式的值等于:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{3N}{K-1}}\right) \tag{5.144}$$

这是不能再减小的误差底限,主要是因为多址干扰的存在和假设所有的干扰者提供与目标用户相等的信号功率。实际上,远-近问题是 DS-SS 系统的难题。没有对每个移动用户仔细的功率控制,一个非常靠近的用户会占基站处接收信号能量的大部分,使得高斯假设不再精确[Pic91]。对大量的用户来说,误码率受多址干扰的限制多于热噪声[Bue94]。附录 C 提供了关于如何计算 DS-SS 系统的 BER 的详细分析。第 8 章解释了 DS-SS 系统的容量如何随着传播和多址干扰而改变。

5.10.5 跳频扩频的性能

在跳频扩频系统中,采用 BFSK 调制时几个用户相互独立地跳变载波频率。如果两个用户不是使用相同的频带,BFSK 的误码率如下:

$$P_e = \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) \tag{5.145}$$

但是,两个用户在同一频带中同时发送信号,则发生碰撞。在这种情况下,假定这个误码的概率为0.5是合理的。这样,总的比特误码概率可以建立如下的模型:

$$P_e = \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)(1-p_h) + \frac{1}{2}p_h \tag{5.146}$$

其中 p_h 是一次碰撞的概率,这是必须确定的。如果有 M 个可能的跳频信道(称为槽),那么在目标用户的槽中将出现 $1/M$ 概率的干扰。若有 $K-1$ 个相互干扰的用户,则目标用户频槽中至少存在一个干扰者的概率为:

$$p_h = 1 - \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{K-1} \approx \frac{K-1}{M} \tag{5.147}$$

假定 M 很大。代入方程(5.146)得到:

$$P_e = \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)\left(1 - \frac{K-1}{M}\right) + \frac{1}{2}\left[\frac{K-1}{M}\right] \tag{5.148}$$

现在考虑如下的特殊情况。如果 $K=1$,误码率简化为方程(5.145),这是标准的 BFSK 误码率。同时,如果 E_b/N_0 趋向无限,则:

$$\lim_{\frac{E_b}{N_0}\to\infty}(P_e) = \frac{1}{2}\left[\frac{K-1}{M}\right] \tag{5.149}$$

这表明了由于多址干扰的存在难以再减少的误比特率。

以上的分析假定所有的用户同步地跳跃载波频率,这叫做分槽频率跳跃。这对于许多跳频扩频系统来说不是一个理想的方案。即使各个用户时钟能达到同步,由于各种传播延迟,无线电信号也不会同步地到达各个用户。正如[Ger82]中所描述地那样,在同步的情况下,一次碰撞的概率是:

$$p_h = 1 - \left\{1 - \frac{1}{M}\left(1 + \frac{1}{N_b}\right)\right\}^{K-1} \tag{5.150}$$

其中 N_b 是每次跳频的比特数。比较式(5.150)和式(5.147),我们看到对于异步的情况,碰撞的概率增加了(这是预料之中)。在式(5.146)中代入式(5.150),异步跳频扩频系统的误码概率是:

$$P_e = \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)\left\{1 - \frac{1}{M}\left(1 + \frac{1}{N_b}\right)\right\}^{K-1} + \frac{1}{2}\left[1 - \left\{1 - \frac{1}{M}\left(1 + \frac{1}{N_b}\right)\right\}^{K-1}\right] \tag{5.151}$$

FH-SS 对于 DS-SS 有一个优势在于它不受远近问题的影响。因为信号通常不会同时使用同一频率,信号的相对功率电平就不如 DS-SS 系统中那么重要。虽然远近问题不会完全避免,但是,由于相邻信道间的不完全过滤,较强的信号对较弱的信号将产生干扰。为了克服偶发的碰撞,需要进行纠错编码。应用有效的 Reed Solomon 或其他突发纠错编码,系统性能能够大幅度的提高。

5.11 衰落和多径信道中的调制性能

正如在第3章和第4章中所讨论的那样,移动无线信道的特征是存在各种各样的衰落、多

径效应和多普勒扩展。为了研究一个无线环境中任何一种调制方案的有效性,需要评估在这样的信道条件下调制方案的性能。尽管误码率的计算,给出了特定调制方案性能的一个很好的指示,但它并不提供任何关于误码类型的信息。例如,它不给出突发误码的概率。在一个衰落的无线信道中,发射后的信号可能会受到很深的衰落,这可能导致信号的中断或完全丢失。

计算中断概率是判断一个无线信道中信号方案有效性的另一种方法。一次发射中发生比特误码的特定数目确定了是否出现一次中断事件。在各种信道损耗的情况下,各种调制方案的中断概率和误码率能够通过分析或通过仿真计算出来。在对计算慢速、平坦衰减信道中的误码率时,常用简单的分析方法,而在在频率选择性信道中的性能评估和中断概率的计算经常通过计算机仿真来进行。通过将输入比特流和一个适当的信道冲击响应模型进行卷积和在接收机判决电路的输出端对误码计数来实现计算机仿真。

在对多径和衰落信道中的各种调制方案的性能进行研究之前,必须对信道的特性有一个深入的理解。第 4 章中描述的信道模型可用来评估各种调制方案。

5.11.1 在慢速、平坦衰落信道中数字调制的性能

正如在第 4 章中讨论的那样,平坦衰落信道在发射的信号 $s(t)$中引起乘性(增益)变化。既然慢速,平坦衰落信道的变化比调制慢,可以假设信号的相移和衰减至少在一个符号的间隔上是不变的。那么接收到的信号可以表示为:

$$r(t) = \alpha(t)\exp(-j\theta(t))s(t) + n(t) \qquad 0 \leq t \leq T \tag{5.152}$$

其中,$\alpha(t)$是信道的增益,$\theta(t)$是信道的相移,$n(t)$是加性高斯噪声。

接收机处使用相干或非相干的匹配滤波,则依赖于是否可能对相位 $\theta(t)$作出精确的估计。

为了计算慢速、平坦衰落信道任何一种数字调制方案的误码概率,在衰落导致的所有可能的信号强度范围内,必须对 AWGN 信道中的特定调制方式的差错概率进行平均。也就是说,AWGN 信道中的误码概率被视为一种有条件的误码概率,其中条件是 α 是固定的。因此,慢速、平坦衰落信道中误码概率可以通过将 AWGN 信道中衰落概率密度函数基础上的误码进行平均而得到。这样,慢速、平坦衰落信道中的误码率可以计算如下:

$$P_e = \int_0^{\infty} P_e(X)p(X)d(X) \tag{5.153}$$

$P_e(X)$是有一个特定的信噪比 X 的任意调制的误码概率,其中 $X = \alpha^2 E_b/N_0$, $p(X)$是衰落信道中 X 的概率密度函数。E_b 和 N_0 是常量,随机变量 α 是与 E_b/N_0 有关的用以代表衰落信道的幅度值。

对于 Rayleigh 衰落信道,α 具有 Rayleigh 分布,因此 α^2 和 X 是具有两个自由度的 χ^2 分布。那么:

$$p(X) = \frac{1}{\Gamma}\exp\left(-\frac{X}{\Gamma}\right) \quad X \geq 0 \tag{5.154}$$

其中 $\Gamma = \frac{E_b}{N_0}\overline{\alpha^2}$是信噪比的平均值。

通过使用式(5.154)和 AWGN 中的一个特定调制方案的误码概率,慢速、平坦衰落信道中误码概率就能够被计算出来。对相干的二进制 PSK 和相干的二进制 FSK,式(5.153)等价于[Ste87]:

$$P_{e,\mathrm{PSK}} = \frac{1}{2}\left[1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{1+\Gamma}}\right] \quad \text{(相干二进制 PSK)} \tag{5.155}$$

$$P_{e,\mathrm{FSK}} = \frac{1}{2}\left[1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{2+\Gamma}}\right] \quad \text{(相干二进制 FSK)} \tag{5.156}$$

DPSK 的平均误码概率和正交的非相干 FSK,在慢速、平坦的瑞利衰落信道中给出如下:

$$P_{e,\mathrm{DPSK}} = \frac{1}{2(1+\Gamma)} \quad \text{(差分二进制 PSK)} \tag{5.157}$$

$$P_{e,\mathrm{NCFSK}} = \frac{1}{2+\Gamma} \quad \text{(正交的非相干 FSK)} \tag{5.158}$$

图 5.53 说明了各种调制方案作为 E_b/N_0 的函数,在一个 Rayleigh 平坦衰落环境中变化的误码率。这副图是通过仿真而不是通过分析得到的,但是和式(5.155)到式(5.158)基本一致[Rap91b]。

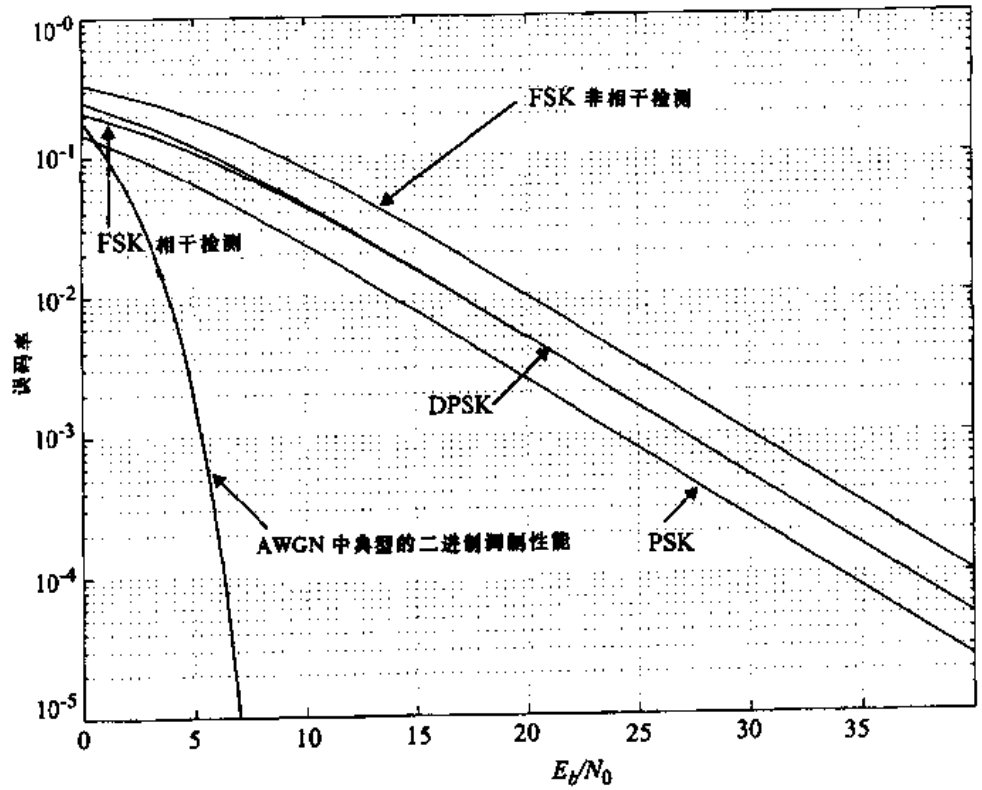


图 5.53 Rayleigh 平坦衰落信道中二进制调制方案的误码率与 AWGN 的典型性能曲线的比较

对于大的 E_b/N_0 值(比如,大的 X 值),误码概率方程可以简化如下:

$$P_{e,\mathrm{PSK}} = \frac{1}{4\Gamma} \quad \text{(相干二进制 PSK)} \tag{5.159}$$

$$P_{e,\mathrm{FSK}} = \frac{1}{2\Gamma} \qquad (\text{相干 FSK}) \tag{5.160}$$

$$P_{e,\mathrm{DPSK}} = \frac{1}{2\Gamma} \qquad (\text{差分 PSK}) \tag{5.161}$$

$$P_{e,\mathrm{NCFSK}} = \frac{1}{\Gamma} \qquad (\text{正交的非相干 FSK}) \tag{5.162}$$

对于 GMSK，AWGN 信道中的比特误码率的表达式在式(5.111a)中给出，这个方程代入式(5.153)得到一个 Rayteigh 衰落的误码率：

$$P_{e,\mathrm{GMSK}} = \frac{1}{2}\left(1 - \sqrt{\frac{\delta\Gamma}{\delta\Gamma + 1}}\right) \cong \frac{1}{4\delta\Gamma} \quad (\text{相干 GMSK}) \tag{5.163}$$

其中

$$\delta \cong \begin{cases} 0.68 & BT = 0.25 \\ 0.85 & BT = \infty \end{cases} \tag{5.164}$$

正如在式(5.159)到式(5.163)中看到的那样，对较低的误码率，所有五种调制技术表现出误码率和 AWGN 信道中的信噪比之间的相反的代数关系。根据这些结果，可以看出达到 10^{-3} 到 10^{-6}的比特误码率需要一个从 30dB 到 60dB 的平均信噪比。这明显地大于一个非衰落的高斯信道上所需要的值(20dB 到 50dB)。然而，我们可以明显地看出，较差的误码性能是因为很深的衰落引起的，这时的比特误码概率能够低到 0.5。比特误码率的显著改善依赖于使用如分集或差错控制编码这样的技术，以完全避免深度衰落的影响，这将在第 6 章中给出。

Yao[Yao92]的工作表明，方程(5.153)的分析方法可以应用经受 Rayleign、Ricean 或对数正态衰落干扰的信号。

例 5.12

使用这一节中描述的方法，推导出 DPSK 和慢速、平坦衰落信道中的非相干正交二进制 FSK 的误码概率表达式，其中接收到的信号包络具有 Rician 概率分布[Rob94]。

例 5.12 解

Rician 概率密度函数给出如下：

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2}\exp\left(\frac{-(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \qquad A \geq 0, r \geq 0 \tag{E5.1}$$

其中，r 是 Rician 幅度，A 是直射波幅度。通过适当的变换，Rician 分布可以通过 X 表示为：

$$p(X) = \frac{1 + K}{\Gamma}\exp\left(\frac{X(1 + K) + K\Gamma}{\Gamma}\right) I_0\left(\sqrt{\frac{4(1 + K)KX}{\Gamma}}\right) \tag{E5.2}$$

其中，$K = A^2/2\sigma^2$ 是 Rician 分布的直射波与随机波幅度的比率。DPSK 和 AWGN 信道中非相干正交 FSK 的误码概率可以表示为：

$$P_e(X, k_1, k_2) = k_1\exp(-k_2 X) \tag{E5.3}$$

其中，对 FSK，$k_1 = k_2 = 1/2$；对 DPSK，$k_1 = 1/2$，$k_2 = 1$。

为了得到慢速、平坦衰落信道中误码概率，我们需要计算：

$$P_e = \int_0^\infty P_e(X)p(X)dX \tag{E5.4}$$

将式(E5.2)和式(E5.3)代入式(E5.4)，积分得到 Rician 分布的慢速、平坦衰落信道中误码概率。

$$P_e = \frac{k_1(1+K)}{(k_2\Gamma+1+K)}\exp\left(\frac{-k_2K\Gamma}{k_2\Gamma+1+K}\right)$$

对 FSK，将 $k_1 = k_2 = 1/2$ 代入，误码概率给出如下：

$$P_{e,\text{NCFSK}} = \frac{(1+K)}{(\Gamma+2+2K)}\exp\left(\frac{-K\Gamma}{\Gamma+2+2K}\right)$$

类似的，对 DPSK，将 $k_1 = 1/2, k_2 = 1$ 代入，我们得到：

$$P_{e,\text{DPSK}} = \frac{(1+K)}{2(\Gamma+1+K)}\exp\left(\frac{-K\Gamma}{\Gamma+1+K}\right)$$

5.11.2 频率选择性移动信道中的数字调制

多径时间延迟引起的频率选择性衰落导致符号间干扰，这就导致了移动系统不可减少的比特误码率限制。然而，即使一个移动信道不是频率选择性的，因运动而引起的随机多普勒扩展也产生不可减少的比特误码率。这些因素使在一个频率选择性信道上可靠地传输的数据率和比特误码率受到限制，分析频率选择性衰落效应的主要工具是仿真。Chuang[Chu87]通过仿真研究了频率选择性衰落信道中各种调制方案的性能。对 BPSK、QPSK、OQPSK 和 MSK 调制方案，滤波及不滤波的都进行了研究，它们的比特误码率曲线被仿真为一个归一化的均方根延迟扩展函数($d = \sigma_\tau / T_s$)。

频率选择性信道中不可减少的误码下限，主要是由符号间干扰引起的，它在接收机抽样的瞬间干扰了信号分量。这发生在如下几种情况：(a)主要的(未受延迟的)信号分量因多径删除而被消除，(b)一个非零的 d 值引起 ISI，或(c)由于时延扩展接收机的抽样时间发生改变。Chuang 观察到频率选择性信道中的误码倾向于突发性。对于较大的时延扩展，定时差错和 ISI(符号间干扰)是主要的误码机制。

图 5.54 表明平均的不可减少的误码率(BER)，对于使用相干检测的不同非滤波调制方案，它是 d 的一个函数。从图中可以看出，BPSK 是所有调制方案中其比特误码率性能最好的。这是因为符号交错干扰(称为交叉轨迹干扰，来自于眼图存在多个轨迹的事实)在 BPSK 中并不存在。OQPSK 和 MSK 在两个比特序列之间存在一个 $T/2$ 的时间交错，因此交叉轨迹符号间干扰更严重了，它们的性能类似于 QPSK。图 5.55 给出了作为均方根时延扩展的一个函数的误码率，其中时延扩展归一化到比特周期而非图 5.54 中使用的符号周期。在一个比特，而不是一个符号上进行，则更容易对不同调制作出比较。在图 5.55 中正是这样做的，其中，很明显在信息输出保持不变时，四级调制(QPSK、OQPSK 和 MSK)比 BPSK 更能抗时延扩展。有趣的是，八进制键控抗干扰力不如四进制键控，这导致我们在第 10 章中描述的第三代无线标准

中选用四进制键控。

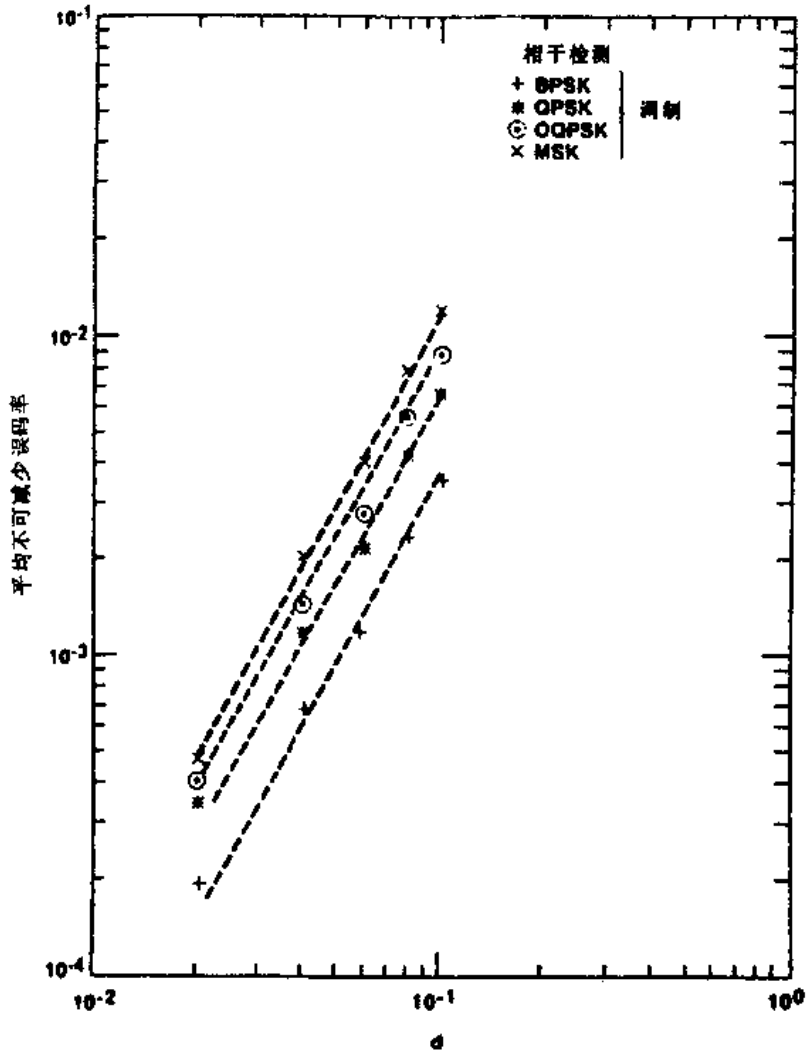


图 5.54 对于一个高斯形功率延迟分布的信道，使用相干检测的不同调制方案的比特误码率性能。参数 d 是均方根时间延迟扩展，而这是用符号周期进行归一化的(取自[Chu87]© IEEE)

5.11.3 衰落和干扰中 π/4 DQPSK 的性能

Liu 与 Feher[Liu89]、[liu91]和 Fung、Thoma 以及 Rappaport[Rap91b]、[Fun93]研究了移动无线环境中 π/4DQPSK 的性能。他们将信道建模为一个频率选择性、二进制、Rayleigh 衰落信道，并带有加性高斯白噪声和同信道干扰。Thoma 研究了实际情况中多径信道数据的效果，发现这样的信道有时产生比双线 Rayleigh 衰落模型更差的比特误码率。基于分析和仿真，给出了对于双射线之间的不同的多径时延、不同的车辆速度(比如，不同的多普勒频移)和各种同信道干扰的比特误码率。比特误码率(BER)被视为如下参数的函数：

- 归一化到符号速率的多普勒扩展： B_DT_s 或 B_D/R_s
- 第二多径的时延 τ，归一化到符号持续时间： τ/T
- 平均载波能量和噪声功率谱密度的比值，以分贝为单位： E_b/N_0 dB
- 载波和干扰的功率比值，以分贝为单位： C/I dB
- 平均主径和延迟路径的功率比： C/D dB

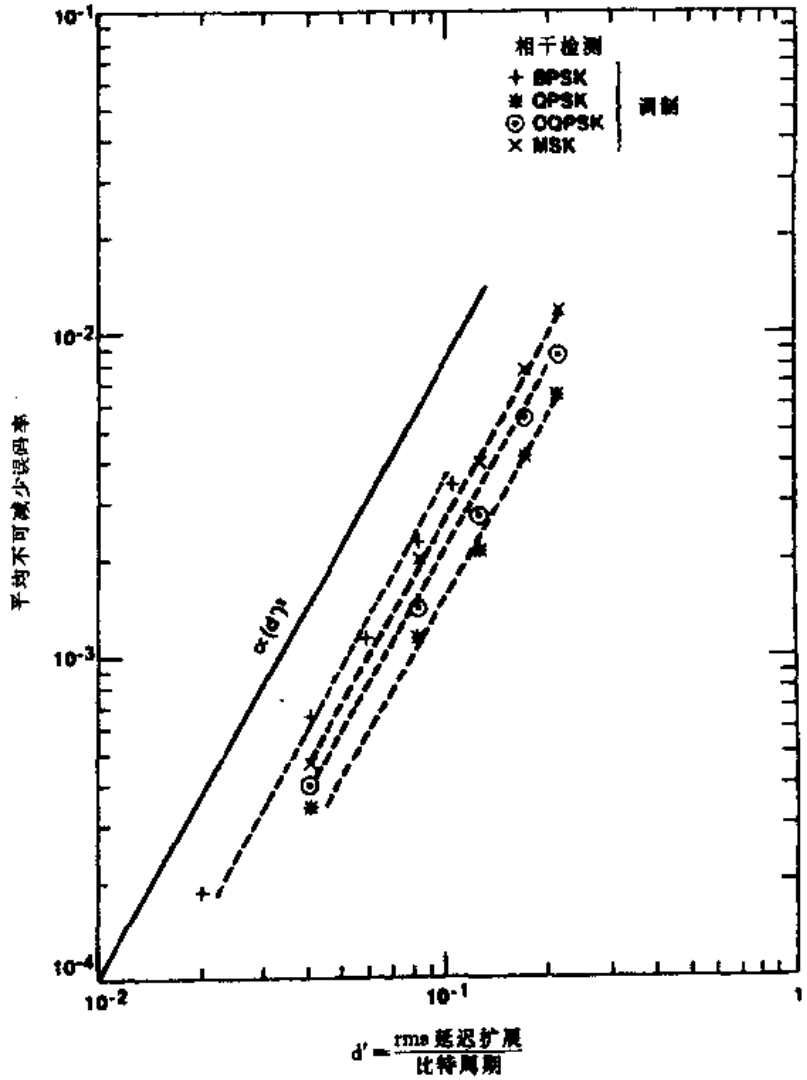


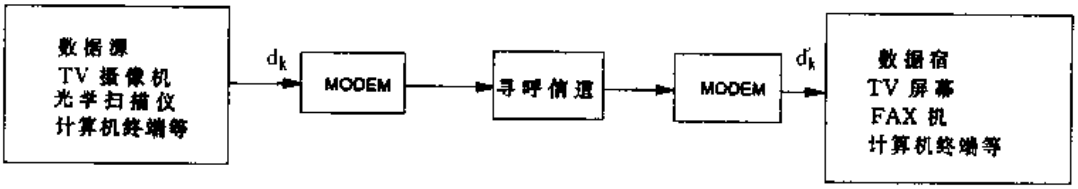
图 5.55　图 5.54 所示一组曲线按照比特周期归一化后的均方根延时扩展函数
(取自[Chu87]© IEEE)

Fung、Thoma 和 Rappaport[Fun93]、[Rap91b]开发了一个称为 BERSIM(比特误码率仿真器),证实了 Liu 和 Feher[liu91]的分析。BERSIM 概念已注册美国 5233628 号专利,在图 5.56 中给出。

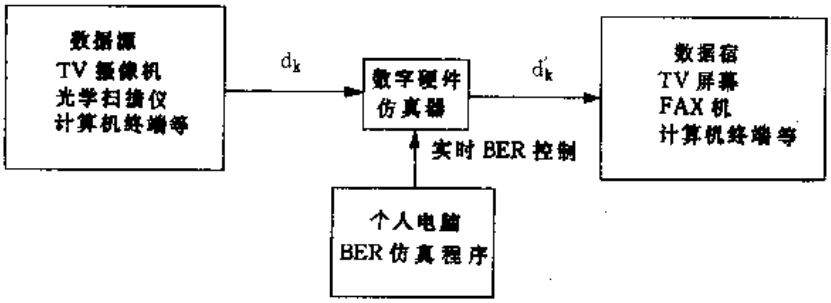
图 5.57 给出了美国数字蜂窝 π/4QPSK 系统的平均误码率图,这里我们是将它作为载波噪声比率(C/N)的函数,而且是不同的同信道干扰级别,在一个慢速、平坦 Rayleigh 衰落信道中进行考虑的。

在一个慢速、平坦衰落信道中,多径时间扩散和多普勒扩展是可以忽略的,误码主要是由衰落和同信道干扰引起的。很明显可以看出,C/I 大于 20dB 时,误码主要是由衰落引起的,符号间干扰还影响甚微。然而,当 C/I 降到 20dB 以下时,干扰就决定了链路性能,这就是为什么大容量的移动系统是干扰受限的,而非噪声受限的。

在移动系统中,即使没有时间扩散,如果 C/N 是无限大的,比特误码率也并不减少到一个不可减少的下限以下。这个不可减少的误码下限是由于多普勒扩展引起的随机调频造成的,这由 Bello 和 Nelin[Bel62]所揭示。图 5.58 清楚地表明了 π/4QPSK 系统中,多普勒扩展导



(a)



(b)

图 5.56 BERSIM 概念 (a)一个实际数字通信系统的框图;(b)使用仿真软件进行实时 BER 控制的基带数字硬件仿真的 BERSIM 的框图

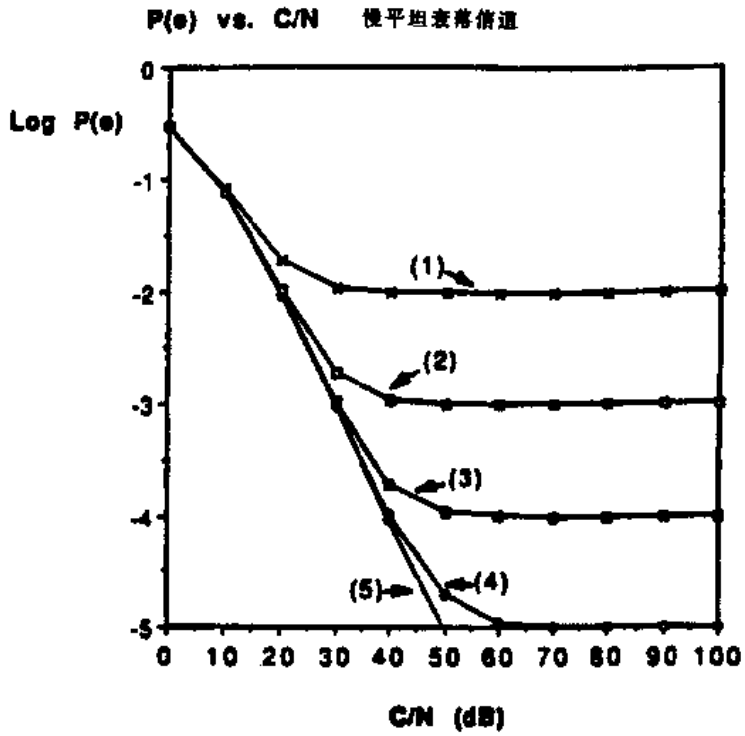


图 5.57 在具有同信道干扰和高斯白噪声干扰的平滑慢衰落信道中传输 $\pi/4$DQPSK 信号的误码率性能,其中:f_c = 850MHz,f_s = 24ksps,C/I = (1)20dB,(2)30dB,(3)40dB,(4)50dB,(5)无穷大(取自[Liu91]© IEEE)

致的衰落效应。当速度增加后,不可减少的误码下限值也增加,尽管 E_b/N_0 也增加。这样,对

于一定的 E_b/N_0 值，由于移动使得链路性能不会有明显的改善。

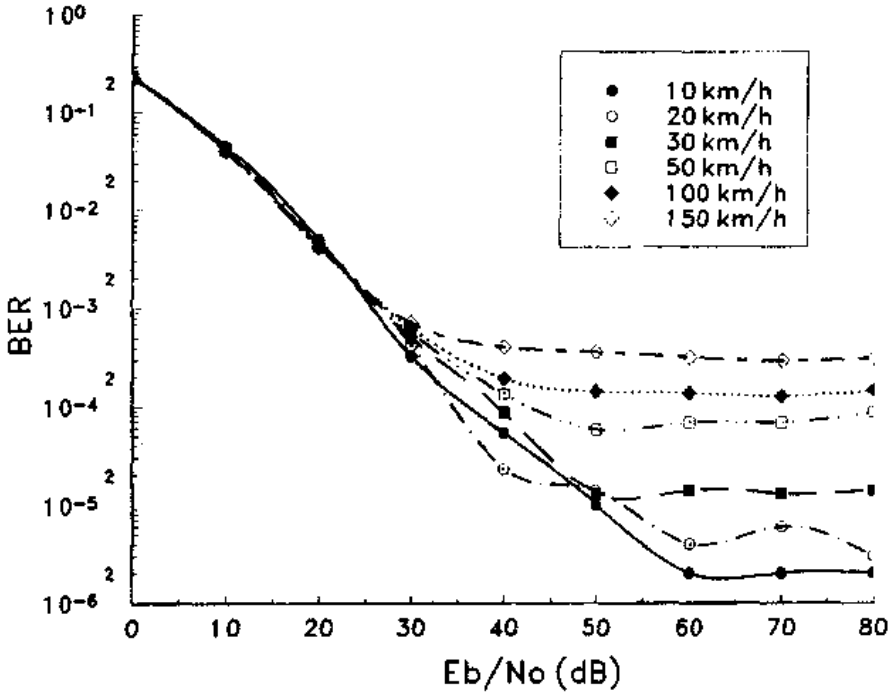


图 5.58　在平滑的瑞利衰落道中传输的 π/4QPSK 信号的误码率——E_b/N_0 函数，图中曲线为在不同速率下的函数；f_c = 850MHz，f_s = 24ksps，升余弦滚降因子为 0.2，C/I = 100dB
（取自[Liu91]© IEEE）

图 5.59 给出了美国数字蜂窝 π/4QPSK 的比特误码率，这个系统是放在一个 Rayleigh，双线衰落信道中的，其中车辆速度是 40km/h 和 120km/h，最大的信噪比 SNR(E_b/N_0 = 100dB)。

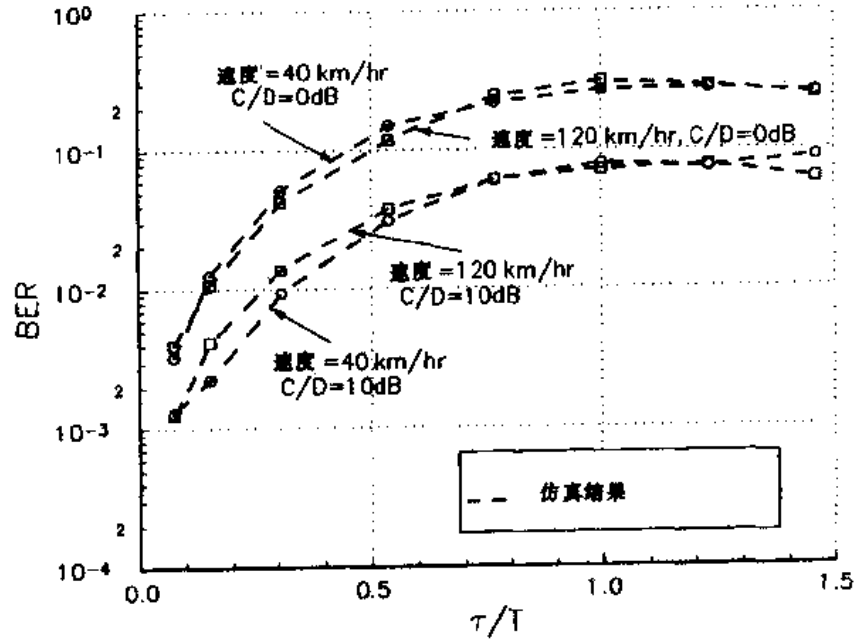


图 5.59　双线瑞利衰落信道中 π/4DQPSK 的误码率。其中双线时延 τ，功率比 C/D 是变化的。f_c = 850MHz，f_s = 24ksps，升余弦滚降因子为 0.2，v = 40km/h，E_b/N_0 = 100dB
（取自[Fun93]© IEEE）

这条曲线是在 C/D = 0dB 和 10dB 的情况下画的，其中 τ/T_s 取不同的值。当双线时延达到符号周期的 20% 时（也就是说 τ/T_s = 0.2），由于多径效应引起的比特误码率上升 10^{-2} 以上，使得链路不再可用，甚至是在延迟波束信号比主波束低 10dB 以下。信道中平均比特误码率对语音编码器是很重要的。作为一个一般的规则，10^{-2} 的信道比特误码率是调制解调语音编码器正常工作所需要的。注意到，τ/T = 0.1，误码概率是低于 10^{-2} 的，甚至是在第一和第二多径分量的功率相等时。图 5.59 显示了第二多径的延迟和幅度对平均比特误码率的影响有多大。

由[Chu87]、[Liu91]和[Fun93]推导的仿真，为我们进一步了解多种条件中的比特误码机制提供了帮助。移动速率、信道延迟扩展、干扰程度和调制方式都独立地影响移动通信系统中的比特误码率。所以设计和预测无线通信链路性能时，仿真是很有力的方式，特别是在非常复杂、时变信道条件下的无线系统中。

问题与练习

5.1 频率调制信号的三角载波 ω_c = 5000 rad/s，调制系数为 10。假设调制信号 $m(t)$ = $20\cos(5t)$，计算出带宽和上、下边带频率。

5.2 调制信号 $m(t)$ = $\sin(1000\pi t)$ 对载波 2MHz、幅度 4V 的信号进行频率调制。调制信号的幅度为 2V，最大频率偏移为 1kHz。如果调制信号的幅度和频率分别增至 8V 和 2kHz，试写出新的调制信号的表达式。

5.3 (a)生成并绘出二进制基带通信系统时域上的波形，系统通过理想信道发送比特串 1,0,1，并使用升余弦滚降滤波器 α = 1/2。假设符号速率是 50kbps，截断时间是 ±6 个符号。

(b)画出波形的理想样点图。

(c)如果接收机有 $\pm 10^{-6}$ 秒的定时抖动，在每一个样点检测电压与理想电压有何差异？

5.4 如果 f_c = 440MHz，车辆移动速度最大为 80mph，确定 TTIB 系统中语音和音调的频谱分布。

5.5 如果 f_d = 12kHz，W = 4kHz，确定 FM 发射机的调制系数。假设相关参数为 AMPS 系统标准参数。

5.6 AMPS 系统的 FM 发射机，如果 SNR_{in} = 10dB，试确定 FM 检测器的 SNR_{out} 有多大。如果 SNR_{in} 增加 10dB，相应地检测器的 SNR 输出增加多少？

5.7 证明积分检测器可以正确地检测出 FM 信号。

5.8 设计一个中频为 70MHz 的积分检测器，假设中频通带带宽为 200kHz。试确定合理的电路参数并画出对应信号中频中心频率的幅度和相位。

5.9 使用计算机仿真，演示 FM 信号可以用(a)斜率检测器和(b)过零检测器进行解调。

5.10 验证图 5.23 所示的 BPSK 接收机能够恢复数字信息 $m(t)$。

5.11 计算比较 BPSK、DPSK、QPSK 和非相干 FSK 在加性高斯白噪声信道中的误码率(BER)对 E_b/N_0 的性能。从移动通信角度看，列出每一种调制方法的优缺点。

5.12 如果移动无线链路的 SNR 为 30dB 并使用 200kHz 的信道，试找出理论上最大的数

据容量，并将答案与 GSM 标准，信道速率为 270.8333kHz 的链路相比。

5.13 比较 IS-54，GSM，PDC 和 IS-95 系统的信道频谱效率。如果它们的 SNR 均为 20dB，这些系统的理论频谱效率各为多少？

5.14 设计一个升余弦滚降滤波器，$T_s = 1/24300$ s，$\alpha = 0.35$。写出滤波器脉冲响应和频率响应的表达式，并画出。如果这个滤波器用在 30kHz 的发射信道中，则带外损失的发射能量占总数的百分比为多少？确定结果时，有可能要使用计算机仿真或数值分析。

5.15 设计一个高斯脉冲成形滤波器，$BT = 0.5$，符号速率为 19.2kbps。写出滤波器脉冲响应和频率响应的表达式，并画出。如果这个滤波器用来在 30kHz 的发射信道中产生 GMSK 信号，则带外损失的发射能量占总数的百分比为多少？当 $BT = 0.2$ 和 $BT = 0.75$ 时，情况又如何？确定结果时，有可能要使用计算机仿真或数值分析。

5.16 信号为 MSK 时，推导出公式(5.105)

5.17 试用图 5.39 和图 5.40 所示的 MSK 发射机和接收机产生二进制信息 01100101。勾画出输入处、输出处和系统中的波形。可能需要计算机仿真。

5.18 如果 CDMA 系统中 63 个用户共享信道，每个用户的处理增益是 511，试确定每个用户的平均误码率。在确定结果时使用了什么假设？

5.19 例 5.18 中，如果允许的平均误码率增大一个数量级，试确定用户数增长的百分比。

5.20 FH-SS 系统在连续的 20MHz 的频谱上使用 50kHz 的信道。使用快速跳频，每一个比特发生两次跳频。如果系统使用二进制 FSK 调制，确定(a)当用户传输速率为 25kbps 时，每秒发生几次跳频？(b)单用户 $E_b/N_0 = 20$dB 时，误码率是多少？(c)单用户 $E_b/N_0 = 20$dB，并且系统中还有 20 个独立跳频的 FH-SS 用户，误码率是多少？(d)单用户 $E_b/N_0 = 20$dB，并且系统中还有 200 个独立跳频的 FH-SS 用户，误码率是多少？

5.21 仿真 GMSK 信号并且验证高斯滤波器的带宽对于信号的频谱形状有很大影响。当(a) $BT = 0.2$，(b) $BT = 0.5$ 和(c) $BT = 1$，画出信号频谱形状。

5.22 当 BT 值为 (a) 0.25 (b) 0.5 (c) 1 (d) 5 时，比较加性高斯白噪声信道中的 GMSK 信号的误码率和射频带宽。讨论实际应用时如上情况的优缺点。

5.23 使用数学方法证明 FM 接收机可以检测 $\pi/4$ QPSK 信号数据流。(提示：考虑 FM 接收机是怎样响应相位改变的)

5.24 使用数学方法证明 $\pi/4$ QPSK 信号可以使用第 5 章中描述的中频和基带微分检测电路进行检测。

5.25 使用平滑衰落信道的误码率表达式，找出 DPSK 信号的平均误码率。假设信道具有指数形式的 SNR 概率密度函数 $p(x) = e^{-x}, x > 0$。

5.26 确定为了检测出平均误码率为 10^{-3} 的 DPSK 信号，需要的最小 E_b/N_0，(a)Rayleigh 衰落信道(b)Ricean 衰落信道，$K = 6$dB，7dB。

5.27 确定为了检测出平均误码率为 10^{-5} 的 BPSK 信号，需要的最小 E_b/N_0，(a)Rayleigh 衰落信道(b)Ricean 衰落信道，$K = 6$dB，7dB。

5.28 证明公式(5.154)是正确的。即证明如果 α 是 Rayleigh 分布，那么 α^2 的概率密度函

数为 $p(a^2) = \frac{1}{\overline{a^2}} e^{-a^2/\overline{a^2}}$。这是两个自由度的 χ^2 平方分布。

5.29 使用 5.11.1 节中的技术和加性高斯白噪声信道中的 GMSK 信号的 P_e 表达式，证明公式(5.163)给出的 GMSK 信号的误码率表达式是正确的。

5.30 证明 Rayleigh 衰落信号的功率概率密度函数具有指数形式。

第 6 章　均衡、分集和信道编码

移动通信系统利用信号处理技术来改进恶劣的无线电传播环境中的链路性能。如第 3 章和第 4 章所述，由于多径衰落和多普勒频移的影响，移动无线信道极其易变。如第 5 章所述，这些影响对于任何调制技术来说都会产生很强的负面效应。另外，与 AWGN 信道相比，移动无线信道在失真和衰落方面对信号造成的损害明显要大得多。

6.1　概述

均衡、分集和信道编码这三种技术在用来改进接收信号质量时，既可单独使用，也可组合使用。

均衡可以补偿时分信道中由于多径效应而产生的码间干扰(ISI)。如第 4、5 章所述，如果调制带宽超过了无线信道的相干带宽，将会产生码间干扰，并且调制信号将会展宽。而接收机内的均衡器可以对信道中幅度和延迟进行补偿。由于无线信道具有未知性和多变性，因而要求均衡器是自适应的。

分集技术是用来补偿衰落信道损耗的，它通常要通过两个或更多的接收天线来实现。同均衡器一样，它不用增加传输功率和带宽即可改善移动通信链路的传输质量。不过，均衡技术是用来削弱码间干扰的影响，而分集技术通常用来减少接收时窄带平坦衰落的深度和持续时间。基站和移动台的接收机都可以应用分集技术。最通用的分集技术是空间分集，即几个天线被分隔开来，并被连到一个公共的接收系统中。当一个天线未检测到信号时，另一个天线却有可能检测到信号的峰值，而接收机可以随时选择接收到的最佳信号作为输入。其他的分集技术包括天线极化分集、频率分集和时间分集。码分多址(CDMA)系统通常使用 RAKE 接收机，它能够通过时间分集来改善链路性能。

信道编码是通过在发送信息时加入冗余的数据位来改善通信链路的性能的。在发射机的基带部分，信道编码器把一段数字信息序列映射成另一段包含更多数字比特的码序列。然后，把已被编码的码序列进行调制以便在无线信道中传送。

接收机可以用信道编码来检测或纠正由于在无线信道中传输而引入的一部分或全部的误码。由于解码是在接收机进行解调之后执行的，所以编码被看作一种后检测技术。由于编码而附加出来的数据比特会降低在信道中传输的原始数据速率，也就是会扩展信道的传输带宽。信道编码通常有两类：分组编码和卷积编码。信道编码和调制模式通常是被相互独立地看待的。不过最近随着格码调制方案的使用，这种情况已经有所改变，因为格码调制把信道编码和调制相结合，不需增加带宽就可获得巨大的编码增益。

均衡、分集和信道编码这三种技术都被用于改进无线链路的性能，也就是希望减小瞬时误码率。但是在实际的无线通信系统中，每种技术在实现方法、所需费用和实现效率等方面具有很大的不同。

6.2 均衡原理

在带宽受限且时间扩散的信道中，由于多径影响而导致的码间干扰会使被传输的信号产生变形，从而在接收时发生误码。码间干扰被认为是在移动无线通信信道中传输高速率数据时的主要障碍，而均衡正是对付码间干扰的一项技术。

从广义上讲，均衡可以指任何用来削弱码间干扰的信号处理操作[Qur85]。在无线信道中，可以用各种各样的自适应均衡技术来消除干扰[Bra70]、[Mon84]。由于移动衰落信道具有随机性和时变性，这就要求均衡器必须能够实时地跟踪移动通信信道的时变特性，而这种均衡器又被称作自适应均衡器。

自适应均衡器一般包含两种工作模式，即训练模式和跟踪模式。首先，发射机发射一个已知的、定长的训练序列，以便接收机处的均衡器可以作出正确的设置。典型的训练序列是一个二进制伪随机信号或是一串预先指定的数据位，而紧跟在训练序列之后被传送的是用户数据。接收机处的均衡器将通过递归算法来评估信道特性，并且修正滤波器系数以对信道作出补偿。在设计训练序列时，要求作到即使在最差的信道条件下，均衡器也能通过这个序列获得正确的滤波系数。这样就可以在收到训练序列后，使得均衡器的滤波系数已经接近于最佳值。而在接收用户数据时，均衡的自适应算法就可以跟踪不断变化的信道[Hay86]。其结果就是，自适应均衡器将不断改变其滤波特性。

均衡器从调整参数至形成收敛，整个过程的时间跨度是均衡器算法、结构和多径无线信道变化率的函数。为了保证能有效地消除码间干扰，均衡器需要周期性地作重复训练。均衡器被大量用于数字通信系统中，因为在数字通信系统中用户数据是被分为若干段并被放在相应的时间段中传送的。时分多址(TDMA)无线通信系统特别适合于使用均衡器。正如在第 8 章中要讨论的，TDMA 系统在长度固定的时间段中传送数据，且训练序列通常在时间段的头部被发送。每当收到新的时间段，均衡器将用同样的训练序列进行修正[EIA90]。

均衡器常被放在接收机的基带或中频部分实现。因为基带包络的复数表达式可以描述带通信号波形[Cou93]，所以信道响应、解调信号和自适应均衡器的算法通常都可以在基带部分被仿真和实现[Lo90]、[Cro89]。

图 6.1 是通信系统的结构框图，其接收机中包含有自适应均衡器。如果 $x(t)$是原始信息信号，$f(t)$是等效的基带冲激响应，即综合反映了发射机、信道和接收机的射频、中频部分的总的传输特性，那么均衡器收到的信号可以被表示成：

$$y(t) = x(t) \otimes f^*(t) + n_b(t) \tag{6.1}$$

其中，$f^*(t)$是 $f(t)$的复共轭函数，$n_b(t)$是均衡器输入端的基带噪声，$\otimes$为卷积操作符。如果均衡器的冲激响应是 $h_{eq}(t)$，则均衡器的输出为：

$$\begin{aligned} \hat{d}(t) &= x(t) \otimes f^*(t) \otimes h_{eq}(t) + n_b(t) \otimes h_{eq}(t) \\ &= x(t) \otimes g(t) + n_b(t) \otimes h_{eq}(t) \end{aligned} \tag{6.2}$$

其中，$g(t)$是发射机，信道，接收机的射频、中频部分和均衡器四者的等效冲激响应。横向滤波均衡器的基带复数冲激响应可以描述如下：

$$h_{eq}(t) = \sum_n c_n \delta(t - nT) \tag{6.3}$$

其中，c_n 是均衡器的复数滤波系数。均衡器的期望输出值为原始信息 $x(t)$。假定 $n_b(t) = 0$，那么为了使公式(6.2)中的 $\hat{d}(t) = x(t)$，必须要求

$$g(t) = f^*(t) \otimes h_{eq}(t) = \delta(t) \tag{6.4}$$

均衡器的目的就是实现公式(6.4)，其频域表达式为

$$H_{eq}(f) F^*(-f) = 1 \tag{6.5}$$

其中，$H_{eq}(f)$和 $F(f)$是 $h_{eq}(t)$和 $f(t)$所对应的傅里叶变换。

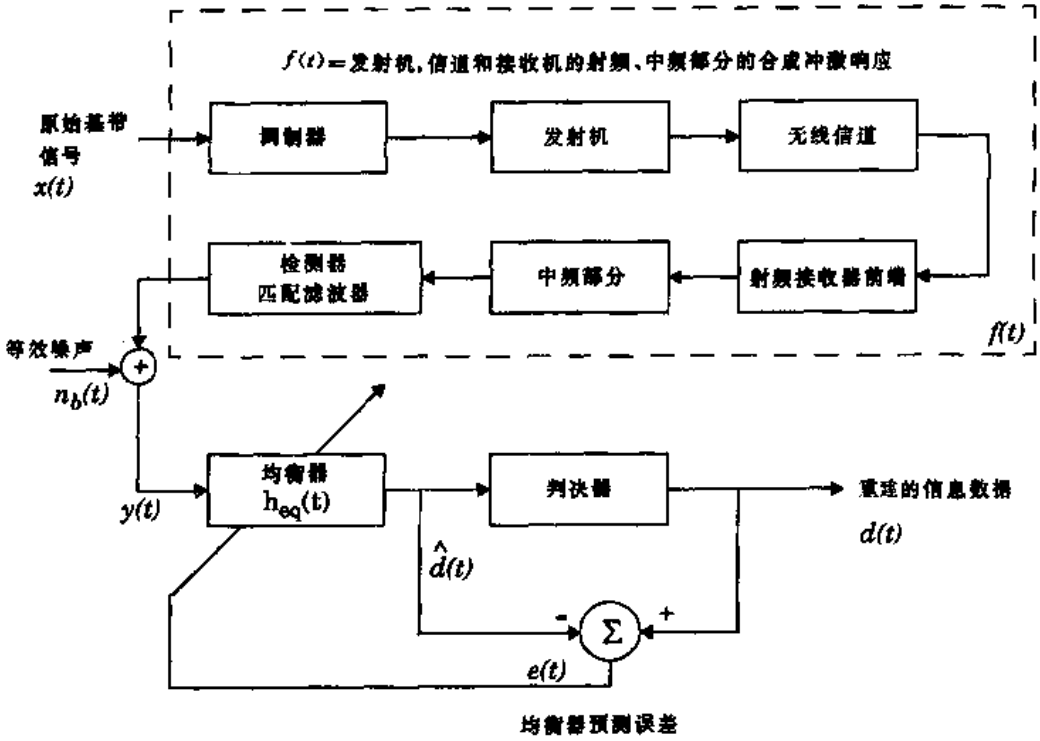


图 6.1　使用自适应均衡器的通信系统的结构框图

公式(6.5)表明均衡器实际上是传输信道的反向滤波器。如果传输信道是频率选择性的，那么均衡器将增强频率衰落大的频谱部分，而削弱频率衰落小的频谱部分，以使所收到频谱的各部分衰落趋于平坦，相位趋于线性。对于时变信道，自适应均衡器可以跟踪信道的变化，以使公式(6.5)基本满足。

6.3 一种常用自适应均衡器

自适应均衡器是一个时变滤波器，其参数必须不断地被调整。自适应均衡器的基本结构如图 6.2 所示，其中下标 k 表明了离散的时间(在第 6.4 节，另一个引入的标号也是表示这个意思)。

请注意，图 6.2 中，在任一时刻只有一个输入 y_k，其值依赖于无线信道和噪声(见图 6.1)的瞬时状态。就此而言，y_k 是一个随机过程。具有图 6.2 所示结构的自适应均衡器被称为横

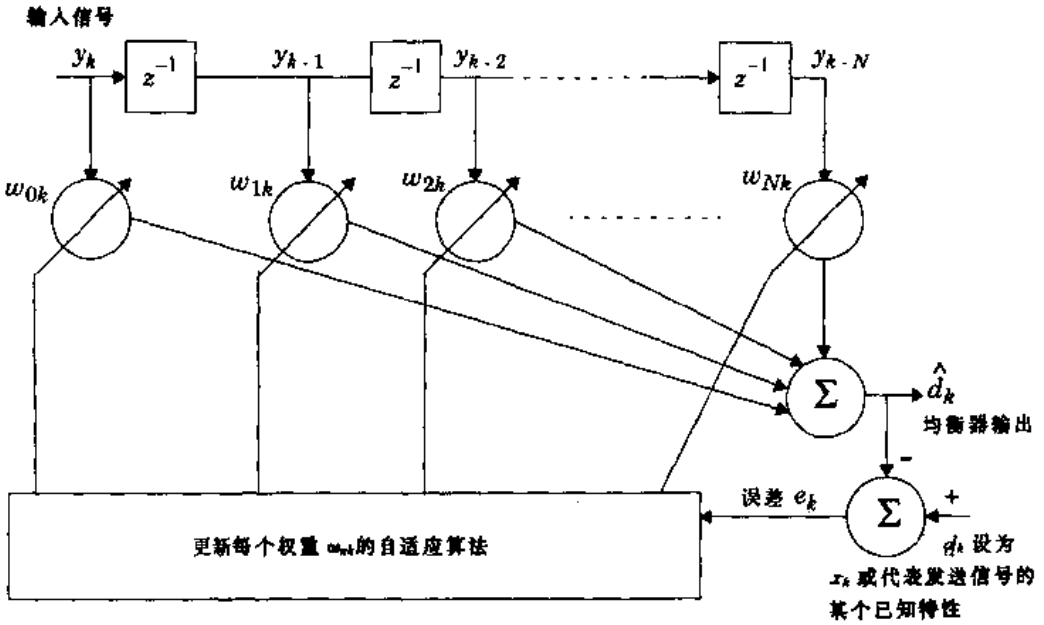


图 6.2 训练中基本线性均衡器

向滤波器，它有 N 个延时单元，阶数为 $N+1$，有 $N+1$ 个抽头及可调的复乘数，称之为权重。滤波器的权重的表示方法与它在延迟线上的物理结构有关，其第二下标 k 标示着它将随时间变化。这些权重被自适应算法不断更新，其更新方式既可以是每一次采样(即 k 增加 1 时)更新一次，也可以是每一组采样更新一次(即经过指定的采样次数才变化)。

自适应算法是由误差信号 e_k 控制的，而误差信号是通过对均衡器的输出 $\hat{d}_k$ 和信号 d_k 这两者进行比较而产生的，d_k 又是由原始信号 x_k 或某种表达传输信号已知特性的信号所组成的。均衡算法通过误差信号 e_k 使代价函数最小化，即以迭代方式更新均衡器的权重以使代价函数趋于最小。例如，最小均方(LMS)算法通过进行下列迭代操作来寻找最优的或接近最优的滤波器权重：

$$\text{新权重} \approx \text{原先权重} + \text{常数} \times \text{预测误差} \times \text{当前输入向量} \tag{6.6a}$$

其中

$$\text{预测误差} = \text{期望输出值} - \text{实际预测输出值} \tag{6.6b}$$

上面的"常数"可以由算法进行调整，以控制不断迭代过程中滤波器权重的步长变化。在均衡器尝试收敛的过程中，上述迭代将被快速地重复。许多技术可被应用于使误差最小化的计算，如梯度算法和最速下降算法。在收敛之后，自适应算法将维持滤波器的权重不变直到误差信号超过了允许的范围或新的训练序列被发送。

在经典的滤波理论[Wid85]、[Qur85]中，最常用的代价函数是期望输出值和均衡器实际输出值之间的均方差(MSE)，它被表示为 $E[e(k)e^*(k)]$。当均衡器需要正确解出被传送的信号时，系统必须周期性地传送已知的训练序列。通过检测训练序列，自适应算法对信道进行估测，调整均衡器的权重，以使代价函数最小化，并直到下一个训练序列来临。

最近的一些自适应算法能够利用被发送信号的特性进行调整而不再需要训练序列。这些现代的自适应算法可以通过对被传送信号采用特性恢复技术来实现均衡。因为这些算法不需要在传送时附加训练序列，就可使均衡器收敛，因此被称作盲算法。这些算法包括常模数算法

(CMA)和频谱相干复原算法(SCORE)等。CMA 用于恒包络调制,它调整均衡器权重以使得信号维持包络的恒定不变[Tre83],而 SCORE 利用的则是被传送信号频谱中的冗余信息[Gra91]。本文中不再对盲算法作专门的介绍,但是在无线通信中,此算法正变得越来越重要。

在研究图 6.2 中的自适应均衡器时,要用到向量和矩阵的运算知识。设均衡器的输入信号为向量 y_k:

$$y_k = [\, y_k \quad y_{k-1} \quad y_{k-2} \quad \cdots \quad y_{k-N} \,]^T \tag{6.7}$$

很明显,自适应均衡器的输出是:

$$\hat{d}_k = \sum_{n=0}^{N} w_{nk} y_{k-n} \tag{6.8}$$

按式(6.7),权重向量可写为:

$$w_k = [\, w_{0k} \quad w_{1k} \quad w_{2k} \quad \cdots \quad w_{Nk} \,]^T \tag{6.9}$$

根据式(6.7)和式(6.9),式(6.8)可用向量表示为:

$$\hat{d}_k = y_k^T w_k = w_k^T y_k \tag{6.10}$$

当均衡器的期望输出值为已知,即 $d_k = x_k$ 时,误差信号 e_k 为:

$$e_k = d_k - \hat{d}_k = x_k - \hat{d}_k \tag{6.11}$$

根据式(6.10),有:

$$e_k = x_k - y_k^T w_k = x_k - w_k^T y_k \tag{6.12}$$

计算 k 时刻的均方差 $|e_k|^2$,可把式(6.12)平方:

$$|e_k|^2 = x_k^2 + w_k^T y_k y_k^T w_k - 2 x_k y_k^T w_k \tag{6.13}$$

计算 k 时刻均方差 $|e_k|^2$ 的数学期望,即时间平均,可得:

$$E[|e_k|^2] = E[x_k^2] + w_k^T E[y_k y_k^T] w_k - 2E[x_k y_k^T] w_k \tag{6.14}$$

请注意,为了简便,权重向量 w_k 不用进行时间平均,因为我们假定它已经收敛于最优值,而不再随时间变化。

如果 x_k 和 y_k 是相互独立的,则式(6.14)可作进一步简化。但是通常情况下,输入向量 y_k 与均衡器的期望输出值 x_k 是相关的,否则均衡器将很难提取出所需信号。因而,我们定义输入信号与期望输出值之间的互相关向量 p 为:

$$p = E[x_k y_k] = E[\, x_k y_k \quad x_k y_{k-1} \quad x_k y_{k-2} \quad \cdots \quad x_k y_{k-N} \,]^T \tag{6.15}$$

并定义如下的 $(N+1)\times(N+1)$ 阶方阵 R 为输入相关矩阵:

$$R = E[\mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^*] = E\begin{bmatrix} y_k^2 & y_k y_{k-1} & y_k y_{k-2} & \cdots & y_k y_{k-N} \\ y_{k-1} y_k & y_{k-1}^2 & y_{k-1} y_{k-2} & \cdots & y_{k-1} y_{k-N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ y_{k-N} y_k & y_{k-N} y_{k-1} & y_{k-N} y_{k-2} & \cdots & y_{k-N}^2 \end{bmatrix} \tag{6.16}$$

方阵 $\boldsymbol{R}$ 有时又称为输入协方差矩阵，$\boldsymbol{R}$ 的主对角线包含每一输入信号的平方值，而其余项则反映了输入信号的自相关。

如果 x_k 和 $\mathbf{y}_k$ 的相关特性保持不变，则 $\boldsymbol{R}$ 和 $\boldsymbol{P}$ 也将不随时间变化。根据式(6.15)和式(6.16)，式(6.14)可写为：

$$\text{均方差} = \xi = E[x_k^2] + \boldsymbol{w}^T\boldsymbol{R}\boldsymbol{w} - 2\boldsymbol{p}^T\boldsymbol{w} \tag{6.17}$$

因为当 x_k 和 y_k 的特性不变时，均方差将是 w_k 的二次方程式，使得均方差最小的 w_k 就是 w_k 的最优值。所以通过调整权重向量 w_k 使式(6.17)取最小值，就可实现自动调节均衡器以取得平坦的频谱响应(即大大削弱码间干扰)的目的。

例 6.1

式(6.17)中均方差是一个有多维变量的函数。当权重向量取二阶时，如果以均方差为纵坐标，权重 w_0 和 w_1 为横坐标，将得到一个碗形抛物面。如果均衡器所用的权重向量超过二阶，则均方差将是一个超抛物面。在各种情况下，误差函数都是凹面向上的，即可以找到最小值[Wid85]。

利用式(6.17)的梯度可以求得最小均方差(MMSE)。只要 $\boldsymbol{R}$ 是非奇异的(有逆矩阵)，当 w_k 的取值使得均方差的梯度为零时，就可获得最小均方差。ξ 的梯度被定义为：

$$\nabla \equiv \frac{\partial \xi}{\partial \boldsymbol{w}} = \left[\frac{\partial \xi}{\partial w_0}\ \frac{\partial \xi}{\partial w_1}\ \cdots\ \frac{\partial \xi}{\partial w_N}\right]^T \tag{E6.1}$$

参考式(6.17)，可得：

$$\nabla = 2\boldsymbol{R}\boldsymbol{w} - 2\boldsymbol{p} \tag{E6.2}$$

设式(E6.2)中 $\nabla = 0$，则最佳权重向量 $\hat{\boldsymbol{w}}$ 为：

$$\hat{\boldsymbol{w}} = \boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{p} \tag{E6.3}$$

例 6.2

研究自适应均衡器时会用到的 4 个矩阵运算规则如下[Wid85]：

(1) $\boldsymbol{w}^T\boldsymbol{R}\boldsymbol{w}$ 在运算时可写为 $(\boldsymbol{w}^T)(\boldsymbol{R}\boldsymbol{w})$。

(2)对任一方阵，$\boldsymbol{A}\boldsymbol{A}^{-1} = \boldsymbol{I}$。

(3)对于矩阵之积，$(\boldsymbol{A}\boldsymbol{B})^T = \boldsymbol{B}^T\boldsymbol{A}^T$。

(4)对于对称矩阵，$\boldsymbol{A}^T = \boldsymbol{A}$ 和 $(\boldsymbol{A}^{-1})^T = \boldsymbol{A}^{-1}$。

把式(E6.3)带入式(6.17)，并运用上述规则，将得到最小值：

$$\xi_{min} = \text{MMSE} = E[x_k^2] - \boldsymbol{p}^T\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{P} = E[x_k^2] - \boldsymbol{p}^T\hat{\boldsymbol{w}} \tag{E6.4}$$

由式(E6.4)可以得到最小均方差的最佳权重。

6.4 一种通信接收机的均衡器

前一节讲解了常用自适应均衡器的工作过程,并给出了进行算法设计和分析的表达式。本节将阐述均衡器如何适用于无线通信链路。

图 6.1 表明收到的信号中含有噪声。因为噪声 $n_b(t)$的存在,均衡器无法工作于理想环境中,所以最后会仍然存在一些码间干扰和微小的跟踪误差。因为噪声使得式(6.4)难以实现,所以合成的频率响应的瞬时值不会总是平坦的,而会存在一些有限的预测误差。预测误差的定义见式(6.19)。

由于自适应均衡器用数字逻辑实现,因而采用离散形式表示时间信号是最方便的。令 T 表示时间增长的步长,以 t_n 表示 $t = nT$ 的时刻(n 为整数),于是时间波形也可以在离散域中被等价地表达为一个以 n 为基础的序列。这样式(6.2)可表示为:

$$\hat{d}(n) = x(n) \otimes g(n) + n_b(n) \otimes h_{eq}(n) \tag{6.18}$$

预测误差为

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) = d(n) - [x(n) \otimes g(n) + n_b(n) \otimes h_{eq}(n)] \tag{6.19}$$

均方差 $E[|e(n)|^2]$是衡量均衡器工作优劣的最重要的参数之一。$E[|e(n)|^2]$是预测误差平方的期望值(总体平均),但是如果 $e(n)$是各态历经的,也可采用时间平均值。实际上,各态历经性是无法证明的,而算法的研究和实现都是采用时间平均代替总体平均。实践证明这是很有效的,而且通常越好的均衡器其均方差 $E[|e(n)|^2]$越小。

缩小均方差将导致误码率的降低,这可以通过一个简单直观的解释来理解。假设 $e(n)$是零均值高斯分布的,则 $E[|e(n)|^2]$是误差信号的方差(或功率)。如果方差被最小化,则输出信号 $d(n)$被扰动的机会就小。于是判决器就易于把 $d(n)$检测为被传送信号 $x(n)$(见图 6.1),即误判的概率就小。对于无线通信链路,最好是使误差的瞬时概率 P_e 最小化,而非均方差最小化,但是它通常会引出非线性方程,导致其实时求解比解线性方程(6.1)~(6.19)要困难得多[Pro89]。

6.5 均衡技术分类

均衡技术可被分为两类:线性均衡和非线性均衡。这两类的差别主要在于自适应均衡器的输出被用于反馈控制的方法。通常,模拟信号经过接收机中的判决器,然后由判决器进行限幅或阈值操作,并决定信号的数字逻辑值 $d(t)$(参见图 6.1)。如果 $d(t)$未被应用于均衡器的反馈逻辑中,那么均衡器是线性的;反之,如果 $d(t)$被应用于反馈逻辑中并帮助改变了均衡器的后续输出,那么均衡器是非线性的。实现均衡的滤波器结构有许多种,而且每种结构在实现时又有许多种算法。图 6.3 是按均衡器所用的类型、结构和算法的不同,对常用均衡技术进行分类的结果。

最常用的均衡器结构是线性横向均衡器(LTE)结构,如图 6.4 所示。它由分为若干级的延迟线构成,级与级之间延迟时间的间隔都为 T_s,且延迟单元的增益相同,所以线性横向均衡

器的传递函数可以被表示成延迟符号，即 $\exp(-j\omega T_s)$ 或 z^{-1} 的函数。最简单的线性横向均衡器只使用前馈延时，其传递函数是 z^{-1} 的多项式，有很多零点，且极点都在 $z=0$，所以被称为有限冲激响应(FIR)滤波器，或简称为横向滤波器。若均衡器同时具有前馈和反馈链路，其传递函数将是 z^{-1} 的有理分式，则称为无限冲激响应(IIR)滤波器。图 6.5 所示为一个无限冲激响应滤波器。因为 IIR 滤波器在出现了回声脉冲(即产生回声)之后，接着到达一个强脉冲信号时，会出现不稳定现象，所以它很少被使用。

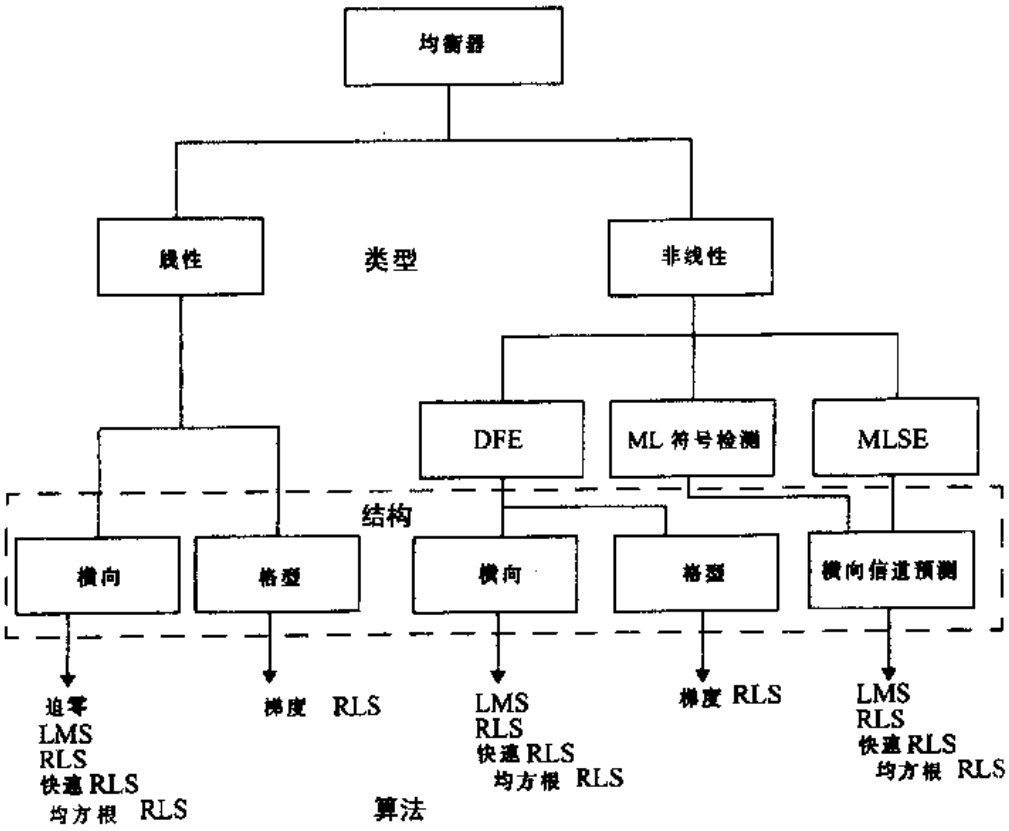


图 6.3 滤波器分类

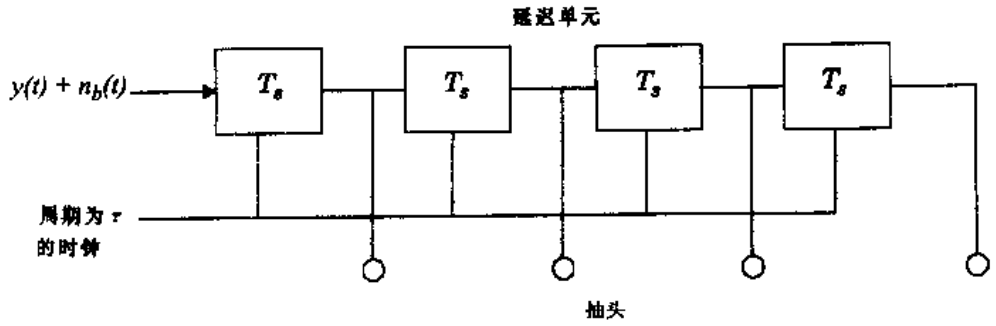


图 6.4 基本的线性横向滤波器结构

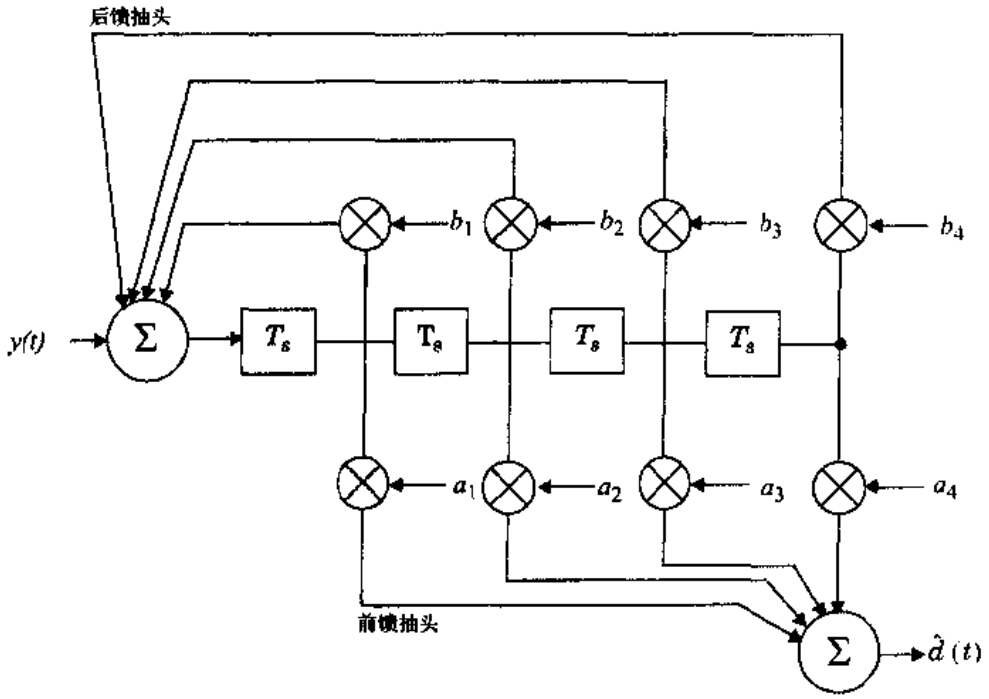


图 6.5 带前馈和后馈的滤波器(IIR 滤波器)

6.6 线性均衡器

如第 6.5 节所述,线性均衡器可由 FIR 滤波器(或称为横向滤波器)实现。这种滤波器在可用的类型中是最简单的,它把所收到信号的当前值和过去值按滤波系数(即权重)作线性迭加,并把生成的和作为输出,见图 6.6。如果延时单元和抽头增益是模拟信号,那么均衡器输出的连续信号波形将以符号速率被采样,并送至判决器。但是,均衡器通常是在数字域中被实现的,其采样信号被存储于移位寄存器中。由图 6.6 可知,在判决前,横向滤波器的输出为[Kor85]:

$$\hat{d}_k = \sum_{n=-N_1}^{N_2} (c_n^*) y_{k-n} \tag{6.20}$$

其中,c_n^* 表示滤波器的系数(或权重)为复数,$\hat{d}_k$ 是 k 时刻的输出,y_i 是 $t_0 + iT$ 时刻收到的输入信号,t_0 是均衡器的初始工作时间,$N = N_1 + N_2 + 1$ 是滤波器阶数。线性横向滤波器可以达到的最小均方差 $E[|e(n)|^2]$为[Pro89]:

$$E[|e(n)|^2] = \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \frac{N_0}{|F(e^{jwT})|^2 + N_0} \mathrm{d}w \tag{6.21}$$

其中,$F(e^{j\omega T})$是信道的频率响应,N_0 是噪声谱密度。

线性均衡器也可由格型滤波器实现,其结构见图 6.7。输入信号 y_k 被转变为一组作中间值的前向和后向误差信号,即 $f_n(k)$和 $b_n(k)$。这组中间信号被看作各级乘法器的输入,用以计算并更新滤波系数。格型结构的每一级由下列递归方程表示[Bin88]:

$$f_1(k) = b_1(k) = y(k) \tag{6.22}$$

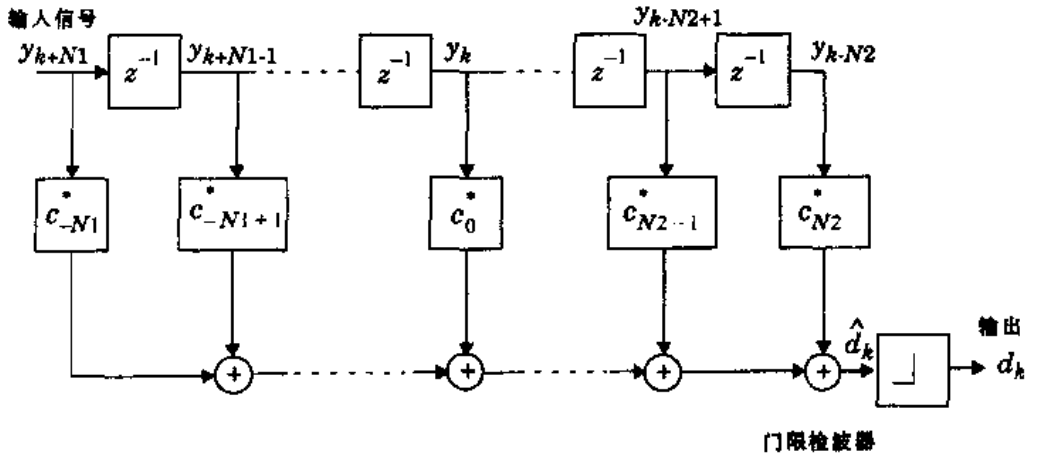


图 6.6 线性横向均衡器结构

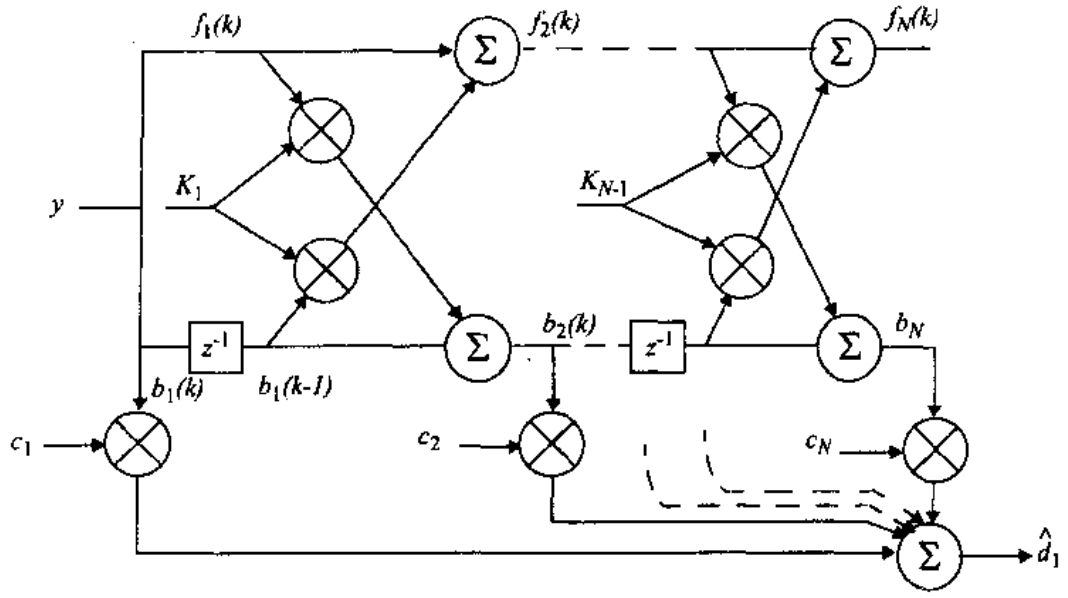


图 6.7 格型均衡器结构(取自[Pro91]©IEEE)

$$f_n(k) = y(k) - \sum_{i=1}^{n} K_i y(k-i) = f_{n-1}(k) + K_{n-1}(k) b_{n-1}(k-1) \tag{6.23}$$

$$\begin{aligned} b_n(k) &= y(k-n) - \sum_{i=1}^{n} K_i y(k-n+i) \\ &= b_{n-1}(k-1) + K_{n-1}(k) f_{n-1}(k) \end{aligned} \tag{6.24}$$

其中,$K_n(k)$是格型滤波器第 n 级的反射系数。后向误差信号 b_n 又被用作对抽头增益的输入,从而得到滤波器的输出为:

$$\hat{d}_k = \sum_{n=1}^{N} c_n(k) b_n(k) \tag{6.25}$$

格型均衡器有两大优点:即数值稳定性好和收敛速度更快。而且格型均衡器的特殊结构允许进行最有效长度的动态调整。因而,当信道的时间扩散特性不很明显时,可以只用少量级数实现;而当信道的时间扩散特性增强时,均衡器的级数可以由算法自动增加,并且不用暂停

均衡器的操作。但是,格型均衡器结构比线性横向滤波器要复杂。

6.7 非线性均衡器

当信道失真太严重以致线性均衡器不易处理时,采用非线性均衡器处理会比较好。当信道中有深度频谱衰落时,用线性均衡器不能取得满意的效果,这是因为为了补偿频谱失真,线性均衡器会对出现深衰落的那段频谱及近旁的频谱产生很大的增益,从而增加了那段频谱的噪声。

现在已经开发出三个非常有效的非线性算法,它们改进了线性均衡技术[Pro91]:

(1) 判决反馈均衡(DFE)

(2) 最大似然符号检测

(3) 最大似然序列估值(MLSE)

6.7.1 判决反馈均衡(DFE)

判决反馈均衡(DFE)的基本思路是:一旦一个信息符号被检测并被判定后,就可在检测后续符号之前预测并消除由这个信息符号带来的码间干扰。判决反馈均衡既可以直接由横向滤波器实现(见图 6.8),也可以由格型滤波器实现。横向滤波器由一个前馈滤波器(FFF)和一个后馈滤波器(FBF)组成。FBF 由检测器的输出驱动,其系数可被调整以消除先前符号对当前符号的干扰。均衡器的前馈滤波器有 $N_1 + N_2 + 1$ 阶,而后馈滤波器有 N_3 阶,其输出为

$$\hat{d}_k = \sum_{n=-N_1}^{N_2} c_n^* y_{k-n} + \sum_{i=1}^{N_3} F_i d_{k-i} \tag{6.26}$$

其中,c_n^* 和 y_n 是前馈滤波器的各级增益及相应的输入,F_i^* 是后馈滤波器的各级增益,$d_i(i < k)$是以前由判决器判决出的信号。一旦由公式(6.26)得出 $\hat{d}_k$,即可判决出 d_k,而 d_k 又将与以前的判决结果 $d_{k-1}, d_{k-2}, \ldots$一起反馈回均衡器,并进而得出 $\hat{d}_{k+1}$。

判决反馈均衡可达到的最小均方差为[Pro89]:

$$E[|e(n)|^2]_{\min} = \exp\left\{\frac{T}{2\pi}\int_{-\pi/T}^{\pi/T} \ln\left[\frac{N_0}{|F(e^{j\omega T})|^2 + N_0}\right] d\omega\right\} \tag{6.27}$$

除非 $|F(e^{j\omega T})|$ 是常数(即不需要自适应均衡器时),公式(6.27)中 DFE 的最小均方差总比式(6.21)中 LTE 的要小。如果有深衰落,使 $|F(e^{j\omega T})|$ 很小,那么判决反馈均衡的最小均方差将大大小于 LTE 的。因此,当频谱衰落较平坦时,线性横向均衡器会良好地工作;而当频谱衰落严重不均时,线性横向均衡器的性能会恶化,而采用 DFE 的均衡器则明显优于采用线性横向均衡器的。因而,判决反馈均衡更适合于有严重失真的无线信道。

判决反馈均衡的格型实现与横向滤波器的实现相似,也有一个 N_1 阶前馈滤波器和一个 N_2 阶后馈滤波器,且 $N_1 > N_2$。

判决反馈均衡的另一形式是由 Belfiore 和 Park 提出的[Bel79],称为预测 DFE,参见图 6.9。像传统 DFE 一样,它也有一个前馈滤波器 FFF。可是,其 FBF 是由被检测器的输出和 FFF 的输出之差驱动的。因为它预测了包含在 FFF 中的噪声和残留的码间干扰,并减去了经

过一段反馈延迟后的检测器的输出,因而这里把 FBF 称为噪声预测器。预测 DFE 中的 FBF 也可以用格型结构来实现[Zho90]。这时,可以用 RLS 格型算法(将在 6.8 节讨论)产生快速收敛。

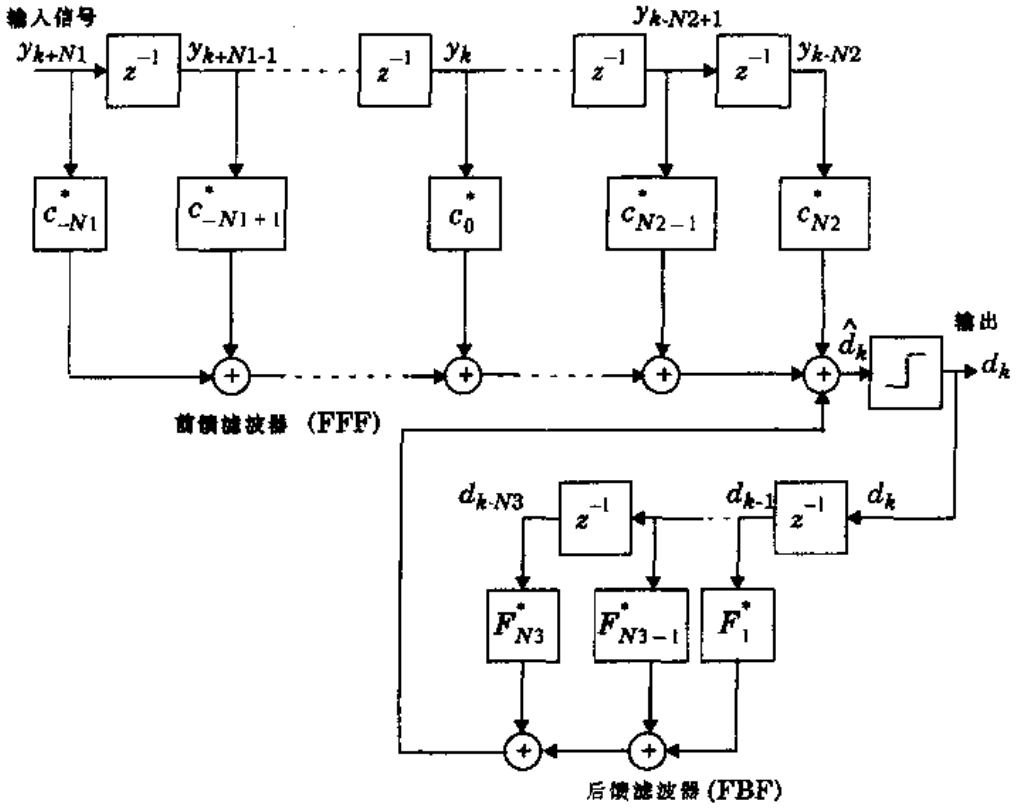


图 6.8 判决反馈均衡(DFE)

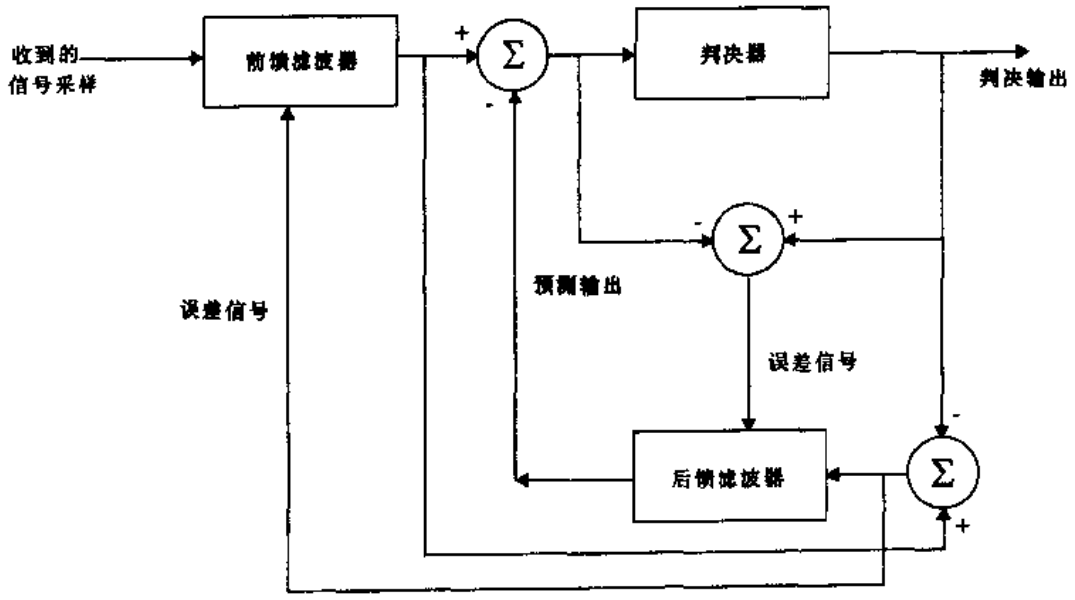


图 6.9 预测 DFE

6.7.2 最大似然序列估值(MLSE)均衡器

当信道中没有任何幅度失真时,先前所描述的基于均方差的线性均衡器是以使符号错误

概率最小为最优化准则的。然而没有任何幅度失真的环境恰恰是移动通信链路使用均衡器的理想环境。正是基于均方差的均衡器的上述限制，导致了人们对最优及次最优的非线性结构的研究。这些均衡器采用了经典最大似然接收结构的不同形式。通过在算法中使用冲激响应模拟器，最大似然序列估值检测所有可能的数据序列(而不是只对收到的符号解码)，并选择与信号相似性最大的序列作为输出。最大似然序列估值所需的计算量一般较大，特别是当信道的延迟扩展较大时。在均衡器中使用最大似然序列估值最先是由 Forney 提出的[For78]，他建立了一个基本的 MLSE 估测结构，并采用 Viterbi 算法实现。这个算法(具体描述见 6.15 节)被认为是在无记忆噪声环境中的有限状态马尔可夫(Markov)过程状态序列的最大似然序列估值。最近，它已经在移动无线信道的均衡器中被成功地实现了。

在用最大似然序列估值方法估测离散时间域中有限状态机的状态时，先让我们假定信道参数为 f_k，并且由接收机所估测的任一时刻的信道状态是由其最近的 L 个输入采样决定的。因而，信道的总状态数应为 M^L，其中 M 是调制符号表的大小，也就是说，接收机将用一个有 M^L 个状态数的表格来对照和估测信道状态。于是 Viterbi 算法按照这个表格来跟踪信道的状态，并给出参数为 k 的信道中 M^L 个可能状态的概率排列顺序。

基于判决反馈均衡的 MLSE 接收机的结构框图被示于图 6.10 中。对于减小一个数据序列的错误发生概率，最大似然序列估值算法是最优的。MLSE 不但需要知道信道的特性以便作出判决，而且需要知道干扰信号的噪声的统计分布。因而，噪声的概率密度函数决定了对噪声信号的最佳解调形式。注意，匹配滤波器是对连续信号进行操作的，而最大似然序列估值和信道估测器所依赖的是离散的(非线性)采样。

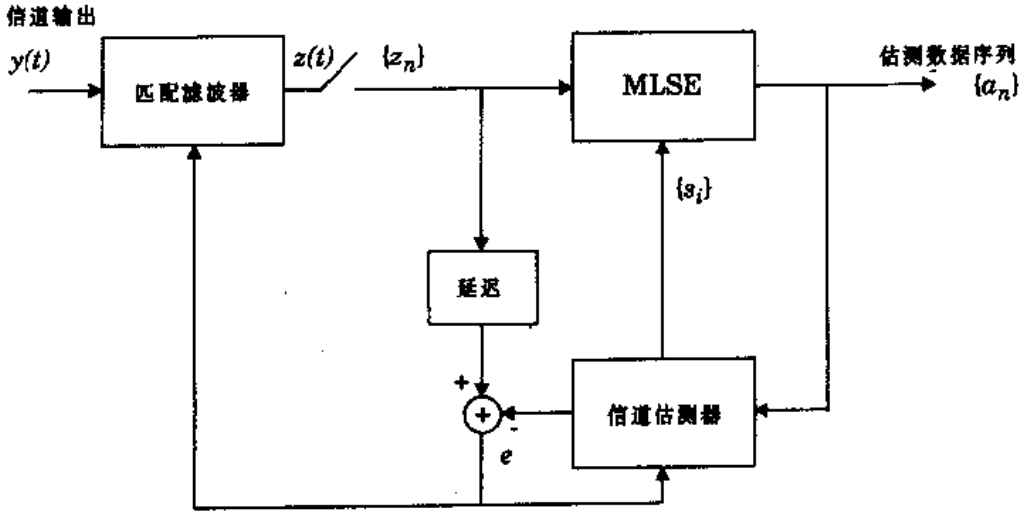


图 6.10 带自适应匹配滤波器的最大似然序列估值(MLSE)结构

6.8 自适应均衡算法

由于自适应均衡器是对未知的时变信道作出补偿，因而它需要有特别的算法来更新均衡器的系数，以跟踪信道的变化。关于滤波器系数的算法有很多，不过对自适应算法的详细研究是一项很复杂的工作，它已经超出了本书的研究范围。要参阅算法的详细论述，请参考[Wid85]、[Hay86]、[Pro91]。本节将描述自适应均衡器设计的一些实际问题，并简述它的三

个基本算法。虽然本节所描述的算法是为了线性、横向均衡器而引入的，但是它也可应用于其他均衡器结构，如非线性均衡器。

决定算法性能的因素有很多，它包括：

- **收敛速度**——它是指对于恒定输入，当迭代算法的迭代结果已经充分接近最优解时，即已经收敛时，算法所需的迭代次数。快速收敛算法可以快速地适应稳定的环境，而且也可以及时地跟上非稳定环境的特性变化。
- **失调**——这个参数对于算法很重要，它给出了对自适应滤波器取总平均的均方差的终值与最优的最小均方差之间的差距。
- **计算复杂度**——这是指完成迭代算法所需的操作次数。
- **数值特性**——当算法以数字逻辑实现时，由于噪声和计算机中数字表示引入的舍入误差，会导致计算的不精确。这种误差会影响算法的稳定性。

在现实中，计算平台的费用、功耗消耗，以及无线传播特性支配着均衡器的结构及其算法的选择。在便携式无线电话的应用中，当需要让用户的通话时长尽量加长时，用户单元的电池使用时间是最关键的。只有当均衡器所带来的链路性能的改进能抵消费用和功耗所带来的负面影响时，均衡器才会得到应用。

无线信道的环境和用户单元的使用状态也是关键。用户单元的移动速度决定了信道的衰落速率和多普勒频移，它与信道的相干时间直接相关。而均衡器算法及其衰落速度的选择，将依赖于信道的数据传输速率和信道相干时间。

信道的最大期望时延可以指示设计均衡器时所使用的阶数。一个均衡器只能均衡小于或等于滤波器的最大时延的延时间隔。例如，如果均衡器中的每一个延时单元(如图 6.2～6.8 所示)提供一个 10μs 的延时，而由 4 个延时单元构成一个 5 阶的均衡器，那么可以被均衡的最大延时扩展为 $4 \times 10\mu s = 40\mu s$，而超过 40$\mu$s 的多径延时扩展就不能被均衡。由于电路复杂性和处理时间随着均衡器的阶数和延时单元的增多而增加，因而在选择均衡器的结构及其算法时，得知延时单元的最大数目是很重要的。Proakis[Pro91]已经讨论过信道衰落对美国数字蜂窝均衡器设计的影响。而 Rappaport 等人也已比较过在多种信道条件下的若干种均衡器[Rap93a]。

例 6.3

下面参考美国数字蜂窝均衡器的设计[Pro91]。如果 f = 900MHz，移动台的移动速率为 v = 80 km/h，求：

(a) 最大多谱勒频移

(b) 信道相干时间

(c) 假定符号速率为 24.3 千个/秒，求不用更新均衡器时的被传符号的最大数目

例 6.3 解

(a) 根据公式(4.2)，最大多普勒频移为：

$$f_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{(80\,000/3600)\text{m/s}}{(1/3)\text{m}} = 66.67\text{Hz}$$

(b) 根据公式(4.40c)，相干时间大约为：

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0.423}{66.67} = 6.34\text{ms}$$

注意，如果使用公式(4.40a)或(4.40b)，那么 T_c 将按 2～3 的倍数增大或减少。

(c) 为了确保对一个 TDMA 时隙的一致性，数据必须在 6.34ms 的时间间隔中被传送。如果 R_s = 24.3 千个/秒，那么可被传送的比特数为：

$$N_b = R_s T_C = 24,300 \times 0.00634 = 154 \text{ 个符号}$$

如第 10 章所述，美国数字蜂窝标准中的每个时隙的长度为 6.67ms，每时隙中有 162 个符号，它们非常接近本例中的数值。

下面讨论三个经典的均衡器算法。它们是：迫零算法(ZF)，最小均方算法(LMS)和递归最小二乘算法(RLS)。

6.8.1 迫零算法

在设计的迫零均衡器中，应调整它的系数 c_n，使信道和均衡器组合冲激响应的抽样值在间隔 NT 的采样点除一个外全部为零。如果使滤波器系数的数目无限制地增加，就会得到一个输出端没有码间干扰的无限长均衡器。当每个延时单元的时延等于符号周期 T 时，均衡器的频率响应 $H_{eq}(f)$将是周期的，且周期为符号速率 $1/T$。加上均衡器以后的信道总响应应该满足奈奎斯特(Nyquist)第一准则(参见第 5 章)。

$$H_{ch}(f)H_{eq}(f) = 1, \quad |f| < 1/2T \tag{6.28}$$

其中，$H_{ch}(f)$是信道的折叠频率响应。因而无限长、无码间干扰的均衡器，实际上就是具有倒转信道折叠频率响应的倒转滤波器。不过，无限长均衡器在实现时，其系数的个数通常是截短的。

迫零算法是由 Lucky[Luc65]开发出来的。它的缺点是可能会在折叠信道频谱中深衰落的频率处，出现极大的噪声增益。由于迫零均衡器完全忽略了噪声的影响，它在无线链路中并不常用。

6.8.2 最小均方算法

采用最小均方算法(LMS)的均衡器比迫零均衡器要稳定一些，它所用的准则是使均衡器的期望输出值和实际输出值之间的均方误差(MSE)最小化的准则。延用 6.3 节的表示法，我们很容易理解最小均方算法。

参考图 6.2，可知误差信号为：

$$e_k = d_k - \hat{d}_k = x_k - \hat{d}_k \tag{6.29}$$

且从公式(6.10)知：

$$e_k = x_k - \mathbf{y}_k^T\mathbf{w}_k = x_k - \mathbf{w}_k^T\mathbf{y}_k \tag{6.30}$$

为了计算 k 时刻的均方误差 $|e_k|^2$，把公式(6.12)平方：

$$\xi = E[e_k^* e_k] \tag{6.31}$$

最小均方算法就是要寻求使得公式(6.31)的均方差最小化的方法。

在指定的信道条件下，误差信号 e_k 依赖于抽头增益向量 w_N，因而均方差是 w_N 的函数，记作 $J(w_N)$。根据 6.3 节的推导，为了使均方差最小化，需要使导数，即公式(6.32)为零。

$$\frac{\partial}{\partial w_N} J(w_N) = -2p_N + 2R_{NN}w_N = 0 \tag{6.32}$$

化简式(6.32)(参见例 6.1 和例 6.2)：

$$R_{NN}\hat{w}_N = p_N \tag{6.33}$$

公式(6.33)是一个经典的结果。由于误差被最小化且与所需信号 x_k 等正交，所以公式(6.33)被称作规范方程。当公式(6.33)被满足时，均衡器的最小均方差为：

$$J_{opt} = J(\hat{w}_N) = E[x_k x_k^*] - p_N^T \hat{w}_N \tag{6.34}$$

为了获得最优的抽头增益向量 $\hat{w}_N$，规范方程(6.33)式必须被重复求解，以便均衡器收敛到允许值之内。算法的实现方法有多种，其中许多最小均方算法是建立在求解公式(6.34)的基础上的。有一种方法是计算：

$$\hat{w} = R_{NN}^{-1} p_N \tag{6.35}$$

可是，求逆矩阵所需的运算量为 $O(N^3)$数量级[Joh82]。其他算法如高斯消去法[Joh82]和Cholesky因式分解法[Bie77]所需计算量为 $O(N^2)$数量级。这些直接求解方程式(6.35)的算法的优点是只需要输入 N 个符号就可求解规范方程，所以也就不需要一个长训练序列。

在实际应用中，均方差的最小值是按照 Widrow[Wid66]提出的随机梯度算法通过递归求出的。最小均方算法是最简单的均衡算法，每次迭代它只需要 $2N+1$ 次计算。滤波器的系数通过下面的更新方程来更新[Ale86]。令 N 表示迭代次数，最小均方的迭代算法如下：

$$\hat{d}_k(n) = w_N^T(n) y_N(n) \tag{6.36a}$$

$$e_k(n) = x_k(n) - \hat{d}_k(n) \tag{6.36b}$$

$$w_N(n+1) = w_N(n) - \alpha e_k^*(n) y_N(n) \tag{6.36c}$$

其中，下标 N 为均衡器延时线上的延时级数，α 为控制收敛速率和算法稳定性的步长。

在均衡器延迟长度的限制内，最小均方算法将尽量使其输出端的信扰比最大。如果输入信号在时间上的扩散超过了均衡器延时线的总延时，那么均衡器将不能减小失真。最小均方算法的收敛速率不高，因为实际上只有步长 α 这一个参数可以控制自适应收敛速率。为了保证自适应均衡器不会出现不稳定，对 α 值有如下限制：

$$0 < \alpha < 2 \Big/ \sum_{i=1}^{N} \lambda_i \tag{6.37}$$

其中，λ_i 是协方差矩阵 R_{NN}的第 i 个特征值。由于 $\sum_{i=1}^{N} \lambda_i = y_N^T(n) y_N(n)$，为了避免均衡器出现不稳定，步长 α 可以由总输入功率进行控制[Hay86]。

6.8.3 递归最小二乘算法

梯度 LMS 算法的收敛速度是很慢的，特别是当输入协方差矩阵 $\boldsymbol{R}_{NN}$ 的特征值相差较大，即 $\lambda_{max}/\lambda_{min} > > 1$ 时。为了实现快速收敛，可以使用含有附加参数的复杂算法。与 LMS 算法使用统计逼近相比，使用最小平方逼近将会获得更快的逼近。也就是说，快速的收敛算法将依赖于实际收到信号的时间平均的误差表达式，而不是统计平均的误差表达式。这个算法被称作递归最小二乘(RLS)算法，这是一系列虽然复杂但是有力的自适应信号处理算法，它可以大大改进自适应均衡器的收敛特性。

基于时间平均的最小平方误差被定义如下[Hay86]、[Pro91]：

$$J(n) = \sum_{i=1}^{n} \lambda^{n-i} e^*(i,n) e(i,n) \tag{6.38}$$

其中，λ 是接近 1，但是小于 1 的加权因子，$e^*(i,n)$是 $e(i,n)$的复共轭，且误差 $e(i,n)$为：

$$e(i,n) = x(i) - \boldsymbol{y}_N^T(i)\boldsymbol{w}_N(n) \qquad 0 \leq i \leq n \tag{6.39}$$

且

$$\boldsymbol{y}_N(i) = [y(i), y(i-1), \ldots, y(i-N+1)]^T \tag{6.40}$$

其中，$\boldsymbol{y}_N(i)$是 i 时刻的输入数据向量，$\boldsymbol{w}_N(n)$是 n 时刻的新的抽头增益向量。因而 $e(i,n)$是用 n 时刻的抽头增益向量测试 i 时刻的旧数据所得的误差，$J(n)$是在所有旧数据上用新抽头增益所测得的累计平方误差。

要完成 RLS 算法就要找到均衡器的抽头增益向量 $\boldsymbol{w}_N(n)$，使得累计平方误差 $J(n)$最小。为了测试新的抽头增益向量，会用到那些先前的数据。而因子 λ 会在计算时更依赖于新近的数据，也就是说，$J(n)$会丢掉非稳定环境中的较旧的数据。如果信道是稳定的，那么 λ 可以设为 1[Pro89]。

为了获得 $J(n)$的最小值，可使 $J(n)$的梯度为 0，即：

$$\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{w}_N} J(n) = 0 \tag{6.41}$$

由方程式(6.39)～(6.41)可知[Pro89]：

$$\boldsymbol{R}_{NN}(n)\hat{\boldsymbol{w}}_N(n) = \boldsymbol{p}_N(n) \tag{6.42}$$

其中，$\hat{\boldsymbol{w}}_N$ 是 RLS 均衡器的最佳抽头增益向量。

$$\boldsymbol{R}_{NN}(n) = \sum_{i=1}^{n} \lambda^{n-i} \boldsymbol{y}_N^*(i)\boldsymbol{y}_N^T(i) \tag{6.43}$$

$$\boldsymbol{P}_N(n) = \sum_{i=1}^{n} \lambda^{n-i} x^*(i)\boldsymbol{y}_N(i) \tag{6.44}$$

方程(6.43)中的方阵 $\boldsymbol{R}_{NN}(n)$是输入数据向量 $\boldsymbol{y}_N(i)$的确定相关矩阵，而方程(6.44)中的向量 $\boldsymbol{p}_N(i)$是输入向量 $\boldsymbol{y}_N(i)$和期望输出 $d(i)$之间的确定互相关矩阵，其中 $d(i) = x(i)$。另外，要用方程(6.42)计算均衡器的抽头增益向量 $\hat{\boldsymbol{w}}_N$，就需要计算 $\boldsymbol{R}_{NN}^{-1}(n)$。

从方程(6.43)中 $\boldsymbol{R}_{NN}(n)$的定义可知,我们可以得到关于 $\boldsymbol{R}_{NN}(n-1)$的递归公式。

$$\boldsymbol{R}_{NN}(n)=\lambda\boldsymbol{R}_{NN}(n-1)+\mathbf{y}_N(n)\mathbf{y}_N^T(n) \tag{6.45}$$

由于方程(6.45)中的三项都是 $N\times N$ 的方阵,我们可以使用方阵倒数的引理[Bie77]得到 $R_{NN}^{-1}(n-1)$的递归公式。

$$\boldsymbol{R}_{NN}^{-1}(n)=\frac{1}{\lambda}\left[\boldsymbol{R}_{NN}^{-1}(n-1)-\frac{\boldsymbol{R}_{NN}^{-1}(n-1)\mathbf{y}_N(n)\mathbf{y}_N^T(n)\boldsymbol{R}_{NN}^{-1}(n-1)}{\lambda+\mu(n)}\right] \tag{6.46}$$

其中

$$\mu(n)=\mathbf{y}_N^T(n)\boldsymbol{R}_{NN}^{-1}(\mathrm{n}-1)\mathbf{y}_N(n) \tag{6.47}$$

根据上述递归公式,可知:

$$\boldsymbol{w}_N(n)=\boldsymbol{w}_N(n-1)+\boldsymbol{k}_N(n)e^*(n,n-1) \tag{6.48}$$

其中

$$\boldsymbol{k}_N(n)=\frac{\boldsymbol{R}_{NN}^{-1}(n-1)\mathbf{y}_N(n)}{\lambda+\mu(n)} \tag{6.49}$$

递归最小二乘算法可被总结如下:

(1) 初始化 $w(0)=k(0)=x(0)=0$, $\boldsymbol{R}^{-1}(0)=\delta\boldsymbol{I}_{NN}$,其中 $\boldsymbol{I}_{NN}$是 $N\times N$ 单位矩阵,且 δ 是一个数值很大的正常数。

(2) 按下列方程进行递归计算:

$$\hat{d}(n)=\boldsymbol{w}^T(n-1)\mathbf{y}(n) \tag{6.50}$$

$$e(n)=x(n)-\hat{d}(n) \tag{6.51}$$

$$\boldsymbol{k}(n)=\frac{\boldsymbol{R}^{-1}(n-1)\mathbf{y}(n)}{\lambda+\mathbf{y}^T(n)\boldsymbol{R}^{-1}(n-1)\mathbf{y}(n)} \tag{6.52}$$

$$\boldsymbol{R}^{-1}(n)=\frac{1}{\lambda}[\boldsymbol{R}^{-1}(n-1)-\boldsymbol{k}(n)\mathbf{y}^T(n)\boldsymbol{R}^{-1}(n-1)] \tag{6.53}$$

$$\boldsymbol{w}(n)=\boldsymbol{w}(n-1)+\boldsymbol{k}(n)e^*(n) \tag{6.54}$$

在方程(6.53)中,λ 是一个可以改变均衡器性能的抽头系数。如果信道是非时变的,那么 λ 可以设为 1。而通常的 λ 取值为 $0.8<\lambda<1$。λ 值对收敛速率没有影响,但是它影响着 RLS 均衡器的跟踪能力。λ 值越小,均衡器的跟踪能力越强。但是,如果 λ 值太小,均衡器将会不稳定[Lin84]。上面描述的递归最小二乘算法,称作 Kalman RLS 算法,它每次迭代的运算量为 $2.5N^2+4.5N$。

6.8.4 算法小结

基于最小均方和递归最小二乘算法的均衡算法有很多种。表 6.1 列出了各种算法所需的计算量及其优缺点。注意,具有同样收敛速度和跟踪性能的递归最小二乘算法要大大优于最小均方算法。但是,通常这些递归最小二乘算法所需的运算量较大,而且程序结构复杂。另

外，一些递归最小二乘算法易于出现不稳定。快速横向滤波器(FTF)算法在 RLS 算法中所需的运算量是最小的，而且它可以利用一个补偿变量来避免不稳定现象的发生。但是对于动态范围大的移动无线信道，补偿变量还是有些不稳定，因而 FTF 并未被广泛采用。

表 6.1 各种自适应均衡算法的比较

算 法	乘法运算次数	优 点	缺 点
LMS 梯度 DFE	$2N + 1$	运算复杂度低 编程简单	收敛慢 跟踪能力差
Kalman RLS	$2.5N^2 + 4.5N$	快速收敛 良好的跟踪能力	运算复杂度高
FTF	$7N + 14$	快速收敛 良好的跟踪能力 运算复杂度低	编程复杂 不稳定(但可用补偿方法)
梯度格型算法	$13N - 8$	稳定，运算复杂度低	性能没有其他 RLS 算法好 编程复杂
梯度格型 DFE	$13N_1 + 33N_2 - 36$	运算复杂度低	编程复杂
快速 Kalman DFE	$20N + 5$	可被用于 DFE 快速收敛 良好的跟踪能力	编程复杂 运算量不低 不稳定
平方根 RLS DFE	$1.5N^2 + 6.5N$	数值特性更好	运算复杂度高

6.9 部分间隔均衡器

直到目前为止所讨论的均衡器的抽头都是按符号速率分隔。我们已知，对于被高斯噪声干扰的通信信号的最佳接收机，所包含的是一个以符号速率作采样周期的匹配滤波器。在有信道失真时，在均衡器之前的匹配滤波器必须要和信道以及被干扰的信号相匹配。在实际应用中，信道响应是未知的，因而最佳匹配滤波器必须具有自适应性。而与被传信号脉冲相匹配的非最佳匹配滤波器可能导致性能的恶化。另外，这种非最佳匹配滤波器对于在其输出采样上的任何定时差错都非常敏感[Qur77]。一个部分间隔均衡器(FSE)基于对输入信号的采样率至少达到了奈奎斯特速率[Pro91]，它能够在由于以符号速率采样而产生失真之前对信道作出补偿。另外，这种均衡器能够对任意定时相位下发生的任意时延作出补偿。实际上，部分间隔均衡器是把匹配滤波器和均衡器合并到一个单一滤波器结构之中。表明部分间隔均衡器有效性的仿真结果已由 Qureshi 和 Forney[Qur77]以及 Gitlin 和 Weinstein[Git81]给出。

基于最大似然序列估值的非线性均衡技术正逐步受到现代无线系统的欢迎(见第6.7.2节)。感兴趣的读者可以在[Ste94]的第 6 章找到有关这方面的更有用和更详细的资料。

6.10 分集技术

分集技术是通信中的一种用相对较低廉的投资就可以大幅度地改进无线链路性能的强有

力的接收技术。与均衡不同,分集技术不需要训练码,因而发送端不需要发送训练码,从而节省了开销。而且分集技术的适用范围很广,其中有很多非常实用并且能以很低的附加费用对链路性能作很好的改进。

分集技术是通过查找和利用自然界无线传播环境中独立的(或至少是高度不相关的)多径信号来实现的。在所有实际应用中,分集的各个方面的参数都是由接收机决定的,而发射机并不知晓分集的情况。

分集的概念可以简单解释如下:如果一条无线传播路径中的信号经历了深度衰落,而另一条相对独立的路径中可能仍包含着较强的信号。因此可以在多径信号中选择两个或两个以上的信号,这样作的好处是它对于接收端的瞬时信噪比和平均信噪比都有提高,并且通常可以提高 20dB 到 30dB。

如第 3、4 章所述,衰落有两种:大尺度衰落和小尺度衰落。当移动台的移动距离只有几个波长时,小尺度衰落的特性由幅度波动的深度和速度表征。这些衰落是由移动台附近物体的复杂的反射引起的。小尺度衰落通常导致小距离范围内信号强度的 Rayleigh 衰落分布。为了防止发生深度衰落,可以采用微分集技术来处理快速变化的信号。例如,图 3.1 中的小尺度衰落表明,如果两个天线被稍微分开,那么在一个天线收到的信号无效时,另一个天线可能收到强信号。如果选择最佳信号,接收机就可以大大削弱小尺度衰落的影响(这被称作天线分集或空间分集)。

大尺度衰落是由周围环境地形和地物的差别而导致的阴影区引起的。在重阴影区,移动台接收到的信号强度可能会低于在自由空间中传播时的强度。在第 3 章中,大尺度衰落表现为对数 - 正态分布,在市区中,其分布的标准偏差大约为 10dB。在其他基站所发信号处于阴影区时,移动台通过选择一个所发信号不在阴影区中的基站,可以从本质上改善前向链路上的信噪比。由于移动台利用的提供业务的基站的分隔较远,因而这被称作宏分集。

宏分集对于基站接收机同样有用。通过使用在空间上充分分隔的基站天线,基站可以选择收到信号最强的天线,从而改善反向链路的信号质量。

6.10.1 选择分集的引入

在讨论许多实用的分集技术之前,先定量地了解一下使用分集技术的优势所在是很有必要的。假设在接收机处有 M 个独立的 Rayleigh 衰落信道。每一个信道被称作一个分集支路。并且假定每一个支路的平均信噪比(SNR)相等,均为:

$$SNR = \Gamma = \frac{E_b}{N_0}\overline{\alpha^2} \tag{6.55}$$

如果支路的瞬时信噪比 $SNR = \gamma_i$,那么从公式(5.154)可知,γ_i 的概率密度函数为:

$$p(\gamma_i) = \frac{1}{\Gamma}e^{\frac{-\gamma_i}{\Gamma}} \quad \gamma_i \geq 0 \tag{6.56}$$

其中 Γ 是每个信道的平均信噪比。对于单一支路,其信噪比小于某一阈值 γ 的概率为:

$$Pr[\gamma_i \leq \gamma] = \int_0^{\gamma} p(\gamma_i)\,d\gamma_i = \int_0^{\gamma} \frac{1}{\Gamma}e^{\frac{-\gamma_i}{\Gamma}}\,d\gamma_i \tag{6.57}$$

现在，所有 M 条独立分集支路上接收信号的信噪比同时低于某一给定阈值 γ 的概率为：

$$Pr[\gamma_1, \ldots, \gamma_M \leq \gamma] = (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^M = P_M(\gamma) \tag{6.58}$$

公式(6.58)中的 $P_M(\gamma)$ 是各支路的信噪比都未达到 γ 的概率。如果有的支路实现了 $SNR > \gamma$，那么至少有一条支路的 $SNR > \gamma$ 的概率为

$$Pr[\gamma_i > \gamma] = 1 - P_M(\gamma) = 1 - (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^M \tag{6.59}$$

公式(6.59)是使用选择分集[Jak71]时，至少有一路信号的信噪比超过指定阈值的概率表达式，参见图 6.11。

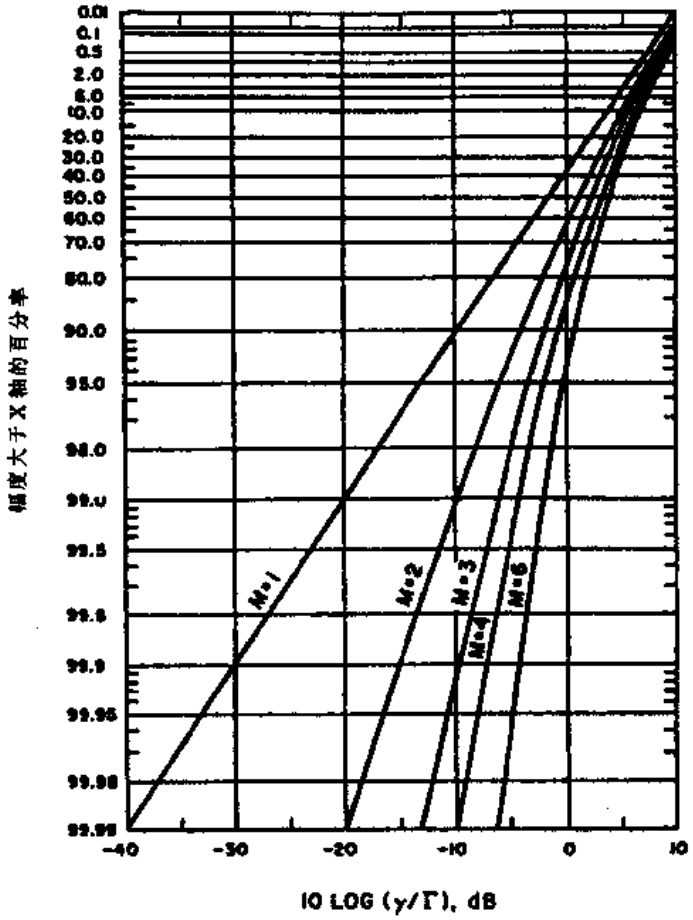


图 6.11　在 M 条支路选择分集中，阈值 $SNR = \gamma$ 时的概率分布图。
其中 Γ 表示每支路的平均信噪比

当使用分集技术时，要想得知所接收到的信号的平均信噪比，首先必须知道衰落信号的概率密度函数。对于选择分集，平均信噪比可由计算 $P_M(\gamma)$ 时引出，即：

$$p_M(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} P_M(\gamma) = \frac{M}{\Gamma}(1 - e^{-\gamma/\Gamma})^{M-1} e^{-\gamma/\Gamma} \tag{6.60}$$

所以，平均信噪比 $\overline{\gamma}$ 可以被表达为：

$$\overline{\gamma} = \int_0^\infty \gamma p_M(\gamma)\, d\gamma = \Gamma \int_0^\infty Mx(1 - e^{-x})^{M-1} e^{-x} dx \tag{6.61}$$

其中 $x = \gamma/\Gamma$。从式(6.61)可看出,选择分集改善了平均信噪比。

$$\frac{\bar{\gamma}}{\Gamma} = \sum_{k=1}^{M} \frac{1}{k} \tag{6.62}$$

下面举例说明分集带来的好处。

例 6.4

假定使用的是 4 支路分集,每支路收到一个独立的 Rayleigh 衰落信号。若信噪比的均值为 20dB,判决阈值为 $SNR = 10$dB。试将此情况与没有使用分集的简单接收机相比。

例 6.4 解

此例中指定阈值 $\gamma = 10$dB,$\Gamma = 20$dB,并且有 4 条支路。因而 $\gamma/\Gamma = 0.1$。用公式(6.58)可得:

$$P_4(10\text{dB}) = (1 - e^{-0.1})^4 = 0.000082$$

若不用分集,则式(6.58)中 $M = 1$。

$$P_1(10\text{dB}) = (1 - e^{-0.1})^1 = 0.095$$

值得注意的是,没有分集时,信噪比低于指定阈值的概率,比采用 4 条支路分集时的概率要高三个数量级。

从公式(6.62)可以看出,由于总是保证选择最佳信号,因而由选择分集所选出的支路的平均信噪比必然会提高。所以选择分集改进了链路性能,并且不需要增加传输功率和复杂的接收电路。分集所实现的性能改进与 5.11.1 节讨论各种调制方式的平均误码率有直接的关系。

由于只需在接收机处使用一个附加监测台和一个天线切换开关,因而选择分集很易于实现。但是,它并不是最优的分集技术,因为它并未在同一时刻使用所有可用的支路。而最大比率合并法则不同,它采用同相和加权的技术,利用了 M 条支路中的每一条,因而它可以在接收的每一时刻均会达到可实现的最大信噪比。

6.10.2 最大比率合并的引入

若 M 条分集支路中每条支路上的信号电压为 r_i,则在最大比率合并中,M 个 r_i 将被调整为同相信号,以便作相关电压的迭加。迭加时,他们各有各的权重,以实现最大信噪比。如果每条支路的增益为 G_i,则检测器的输出信号包络将为:

$$r_M = \sum_{i=1}^{M} G_i r_i \tag{6.63}$$

假定每条支路的噪声功率均为 N,则检测器总的噪声功率将是每条支路噪声功率的简单的加权和。因而:

$$N_T = N \sum_{i=1}^{M} G_i^2 \tag{6.64}$$

因此设检测器的信噪比为 γ_M，则：

$$\gamma_M = \frac{r_M^2}{2N_T} \tag{6.65}$$

利用 Chebychev 不等式[Cou93]，当 $G_i = r_i/N$ 时，γ_M 取最大值，于是：

$$\gamma_M = \frac{1}{2}\frac{\sum(r_i^2/N)^2}{N\sum(r_i^2/N^2)} = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{M}\frac{r_i^2}{N} = \sum_{i=1}^{M}\gamma_i \tag{6.66}$$

所以分集之后，合成器输出信号的信噪比(见图 6.14)可被简化为各支路信噪比的和。

γ_i 的值是 $r_i^2/2N$，其中 r_i 等于 $r(t)$，其定义见公式(4.67)。如第 4 章所示，一个衰落的移动无线电信号的包络可以被表示成两个独立的、均值为零、方差为 σ^2 的高斯随机变量 T_c 和 T_s。即：

$$\gamma_i = \frac{1}{2N}r_i^2 = \frac{1}{2N}(T_c^2 + T_s^2) \tag{6.67}$$

因而 γ_M 的分布是一个由 $2M$ 个方差为 $\sigma^2/(2N) = \Gamma/2$ 的高斯随机变量构成的 χ^2 分布，其中 Γ 由式(6.55)定义。最终 γ_M 的概率密度函数为：

$$p(\gamma_M) = \frac{\gamma_M^{M-1}e^{-\gamma_M/\Gamma}}{\Gamma^M(M-1)!} \qquad \gamma_M \geq 0 \tag{6.68}$$

信噪比 γ_M 小于某指定值 γ 的概率为：

$$Pr\{\gamma_M \leq \gamma\} = \int_0^{\gamma} p(\gamma_M)\,d\gamma_M = 1 - e^{-\gamma/\Gamma}\sum_{k=1}^{M}\frac{(\gamma/\Gamma)^{k-1}}{(k-1)!} \tag{6.69}$$

公式(6.69)是最大比率合并的概率分布函数。信噪比的均值 $\overline{\gamma_M}$ 可直接由公式(6.66)推得，它可以简化为每条支路中独立的 $\overline{\gamma_i}$ 的和，即：

$$\overline{\gamma_M} = \sum_{i=1}^{M}\overline{\gamma_i} = \sum_{i=1}^{M}\Gamma = M\Gamma \tag{6.70}$$

设置最大比率合并接收机的增益和相位的控制算法，与均衡器和 RAKE 接收机中的算法相似。图 6.14 和图 6.16 阐明了最大比率合并的结构。尽管通常情况下，与其他分集技术相比，使用最大比率合并的费用和复杂度都要高得多，但是它在分集技术的任何实际应用场合都可以被采用。

6.10.3 实用空间分集的考虑

空间分集，也被称作天线分集，是无线通信中使用最多的分集形式。传统无线蜂窝系统的发射机和接收机天线是由立得很高的基站天线和贴近于地面的移动台天线所组成的。在这个系统中，并不能保证在发射机和接收机之间存在一个直线路径，而且移动台周围物体的大量散射可能导致信号的 Rayleigh 衰落。鉴于以上情形，Jakes[Jak70]推断出：如果天线间的相隔距离等于或大于半波长，那么从不同的天线上收到的信号包络将基本上是非相关的。

天线分集的概念也被用于基站设计中。在每个蜂窝小区的中心，为了进行分集接收，装备

了多个基站接收天线。但是,由于移动台接近于地面,容易产生严重的信号散射现象,因而在基站处的分集天线之间必须隔得相当远(通常是波长的几十倍)才能实现信号的非相关。空间分集既可被用于移动台,也可被用于基站,还可被同时用于两者。图 6.12 所示为空间分集的一个一般的结构图[Cox83a]。

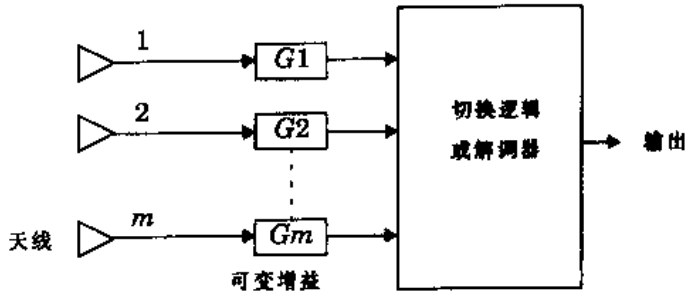


图 6.12 空间分集的一般结构图

空间分集可以按接收方法分为以下四类[Jak71]:

(1) 选择分集

(2) 反馈分集

(3) 最大比率合并

(4) 等增益分集

6.10.3.1 选择分集

选择分集是 6.10.1 节中分析过的最简单的分集技术,其结构图与图 6.12 相似。这种分集有 m 个解调器进行 m 条支路的解调,各支路的增益可以被控制以便实现各支路的 SNR 均值相等。就像 6.10.1 节介绍的,瞬时 SNR 最高的支路将被连到解调器。但是在实际应用中,由于难以测量 SNR,因而实际上是用 $(S+N)/N$ 作为参考的。另外,实际所用的选择分集系统是无法以瞬时 SNR 为基础进行工作的,但是它又必须被如此设计,以便择优电路的内部时间常数小于信号衰落速率的倒数。

6.10.3.2 反馈或扫描分集

扫描分集与选择分集非常相似,但是它不是总采用 M 个支路中信号最好的支路,而是以一个固定顺序扫描 M 个支路,直到发现某一支路的信号超过了预置的阈值,然后这路信号将被选中并送至接收机。一旦这路信号降低至阈值之下,那么扫描过程将重新开始。与其他方法相比较,它的抗衰落统计特性稍差一些。但是这种方法的优点是它非常易于实现——只需要一个接收机,其结构图如图 6.13 所示。

6.10.3.3 最大比率合并

这种方法是由 Kahn[Kah54]最先提出的。它对 M 路信号进行加权,而权重是由各路信号所对应的信号电压与噪声功率的比值所决定的。图 6.14 所示为其结构图。由于各路信号在迭加时要求保证是同相位的(不同于选择分集),因而每个天线通常都要有各自的接收机和调相电路。最大比率合并的输出 SNR 等于各路 SNR 之和,其解释可以参见 6.10.2 节。所以,即使当各路信号都很差,使得没有一路信号可以被单独解出时,最大比率合并算法仍有可

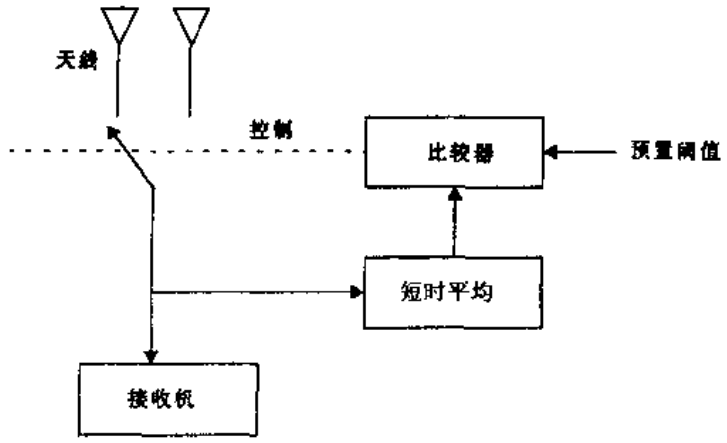


图 6.13 扫描分集的基本形式

能合成出一个达到 SNR 要求的可以被解调的信号。在所有已知的线性分集合并方法中,这种方法的抗衰落统计特性是最佳的。现在的 DSP 技术和数字接收技术,正在逐步采用这种最优的分集方式。

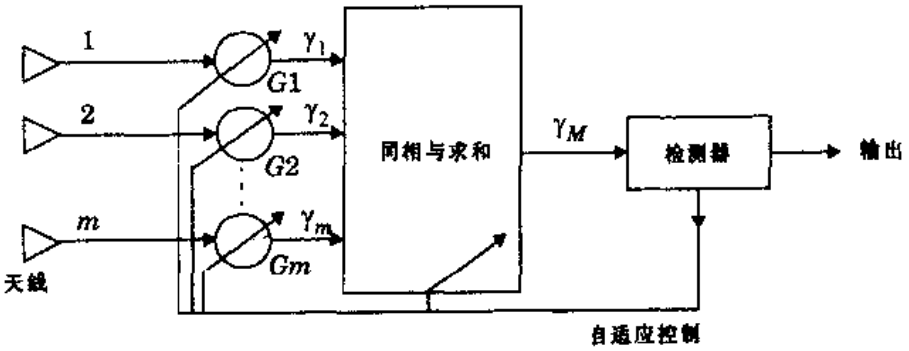


图 6.14 最大比率合并

6.10.3.4 等增益合并

在某些情况下,按最大比率合并的需要产生可变的权重并不方便,因而出现了等增益合并。这种方法也是把各支路信号进行同相后再相迭加,只不过加权时各路的权重相等。这样,接收机仍可以利用同时收到的各路信号,并且接收机从大量不能够解调出来的信号中合成出一个可解调信号的概率仍很大,其性能只比最大比率合并差一些,但比选择分集要好不少。

6.10.4 极化分集

通常认为,对于空间分集在应用中的实用性来说,用在基站不如用在移动台。这是因为基站处信号的入射角度小,从而要求天线间隔较大[Vau90]。由于在基站使用空间分集的费用较高,这促使人们考虑实用正交极化分集。由于只使用两个正交的分集支路,所以天线可以被作成一个。

在蜂窝电话的早期应用中,所有的用户单元都被装载在交通工具上,并且使用的是直立的鞭状天线。但是现在,半数以上的用户单元是便携式的,这意味着天线不再是保持直立的,而是随着手的姿势产生了倾角。这个线性使人们对极化分集产生了浓厚的兴趣。

Lee 和 Yeh 在报告中指出，在空中，水平极化和垂直极化路径是非相关的[Lee72]。由于在传输信道中进行了多次反射，使得信号在不同的极化方向上是非相关的。由第 3 章可知，因为不同极化方向的反射系数不同，从而导致在每一次的反射或至少其中的一些反射中，信号的幅度和相位的变化产生了差异。经过足够多的随机反射后，不同极化方向上的信号就变成相互独立的了。但事实上，收到的信号在不同极化方向上还是有一定相关性的。

当人们把环状和线状极化天线用于建筑物中的多径环境时，收到了很好的效果[Haw91]、[Rap92a]、[Ho94]。当传输路径中有障碍物时，极化分集可以惊人地减小多径延时扩展，而不明显降低接收功率。

以前研究极化分集主要是为了用于变化缓慢的固定无线链路。举个典型的例子：在视距微波传输中，就可以用极化分集在一个无线信道中同时传送两个用户的信号。因为在一条链路中信道的变化不会很大，所以两个极化方向上的相互干扰也就很小。随着移动用户的激增，在改进链路的传输效率和提高容量方面，极化分集将会变得越来越重要。Kozono[Koz85]曾经提出一个基站极化分集接收的理论模型，现在描述如下。

极化分集的理论模型

假设移动台在垂直(或水平)极化方向上发出信号，基站采用有 2 个支路的极化分集天线进行接收。图 6.15 所示为极化分集的理论模型和系统坐标，其天线由 V_1，V_2 两部分构成，与 Y 轴的夹角分别为 $\pm\alpha$，而移动台所处位置与分集天线的正接收方向的夹角为 β。由于多径效应，有些信号的极化方向由垂直方向变成了水平方向，因而到达基站的信号为：

$$x = r_1\cos(\omega t + \varphi_1) \tag{6.71a}$$

$$y = r_2\cos(\omega t + \varphi_2) \tag{6.71b}$$

其中，x 和 y 是当 $\beta=0$ 时的接收信号。假定 r_1 和 r_2 具有独立的 Rayleigh 分布，φ_1 和 φ_2 具有独立均匀分布。

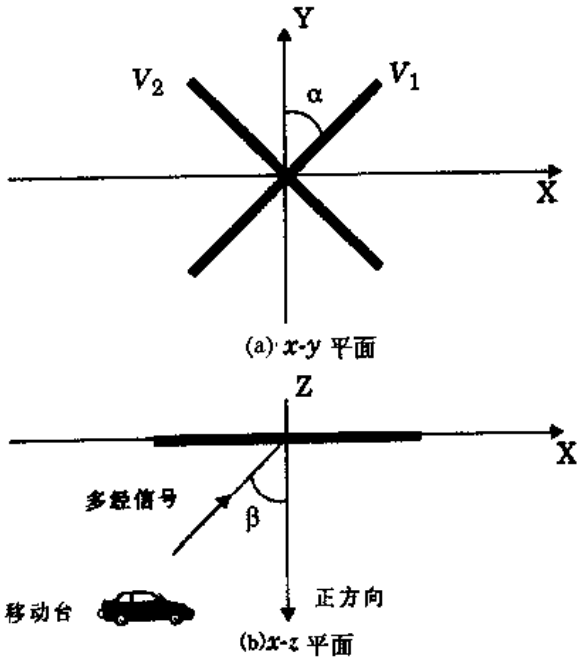


图 6.15　基于[Koz85]的基站极化分集理论模型

在 V_1 和 V_2 方向收到的信号分别为

$$v_1 = (ar_1\cos\varphi_1 + r_2 b\cos\varphi_2)\cos\omega t - (ar_1\sin\varphi_1 + r_2 b\sin\varphi_2)\sin\omega t \tag{6.72}$$

$$v_2 = (-ar_1\cos\varphi_1 + r_2 b\cos\varphi_2)\cos\omega t - (-ar_1\sin\varphi_1 + r_2 b\sin\varphi_2)\sin\omega t \tag{6.73}$$

其中，$a = \sin\alpha\cos\beta$，$b = \cos\alpha$。

相关系数 ρ 为：

$$\rho = \left(\frac{\tan^2(\alpha)\cos^2(\beta) - \Gamma}{\tan^2(\alpha)\cos^2(\beta) + \Gamma}\right)^2 \tag{6.74}$$

其中

$$\Gamma = \frac{\langle R_2^2\rangle}{\langle R_1^2\rangle} \tag{6.75}$$

其中

$$R_1 = \sqrt{r_1^2 a^2 + r_2^2 b^2 + 2r_1 r_2 ab\cos(\varphi_1 + \varphi_2)} \tag{6.76}$$

$$R_2 = \sqrt{r_1^2 a^2 + r_2^2 b^2 - 2r_1 r_2 ab\cos(\varphi_1 + \varphi_2)} \tag{6.77}$$

这里，Γ 为传播路径中两个极化方向的交叉差值。

相关系数由三个要素决定：极化角度，信号相对于天线的正接收方向的偏离角度 β，以及两个极化方向上的交叉灵敏度。通常，相关系数随着 β 的增大而增大，却随着 α 的增大而减小，这是因为随着 α 增大，水平极化分量将增大。

由于天线的 V_1，V_2 部分与垂直方向的夹角为 $\pm\alpha$，使得收到的信号要比用垂直极化方向的天线所收到的要弱。相对于后者，前者信号损耗 L 的平均值为：

$$L = a^2/\Gamma + b^2 \tag{6.78}$$

使用极化分集[Koz85]的实践表明，极化分集是一项可行的分集接收技术。

6.10.5 频率分集

频率分集方式在多于一个载频上传送信号。这项技术的工作原理是基于在信道相干带宽之外的频率上不会出现同样的衰落[Lem91]。在理论上，不相关信道产生同样衰落的概率是各自产生的衰落概率的乘积(参见公式(6.58))。

频率分集技术经常用在频分双工(FDM)方式的视距微波链路中。由于对流层的传播和折射，有时会在传播中发生深度衰落。在实际应用中，有一种工作方式被称为 1∶N 保护交换方式。在这种方式中，有一个频道是空闲的，但它只是名义上的空闲，实际上是一个备用频道，可以用来提供和同一链路上 N 个载频(这些载频上的业务是相互独立的)中任一个载频间的频率分集切换。当需要分集时，相应的业务被切换到备用频率上。这项技术的缺点是，它不仅需要备用带宽，而且需要有和频率分集中采用的频道数相等的若干个接收机。但是对于特殊业务，这个费用也许是划算的。

6.10.6 时间分集

时间分集是指以超过信道相干时间的时间间隔重复发送信号，以便让再次收到的信号具

有独立的衰落环境,从而产生分集效果。现在时间分集技术已经被大量地用于扩频 CDMA 的 RAKE 接收机中,以处理多径信号。

6.11 RAKE 接收机

在 CDMA 扩频系统(见第 5 章)中,信道带宽远远大于信道的平坦衰落带宽。鉴于传统的调制技术需要用均衡算法消除相连符号间的码间干扰,因而 CDMA 扩频码在选择时要求其自相关特性很好。这样,在无线信道传输中出现的时延扩展,可以被看作只是被传信号的再次传送。如果这些多径信号相互间的延时超过了一个码片的长度,那么它们将被 CDMA 接收机看作是非相关的噪声,而不再需要均衡了。

由于在多径信号中含有可以利用的信息,所以 CDMA 接收机可以通过合并多径信号来改善接收信号的信噪比。其实 RAKE 接收机所作的就是:通过多个相关检测器接收多径信号中的各路信号,并把它们合并在一起。图 6.16 所示为一个 RAKE 接收机,它是专为 CDMA 系统设计的分集接收器,其理论基础就是:当传播时延超过一个码片周期时,多径信号实际上可被看作是互不相关的。

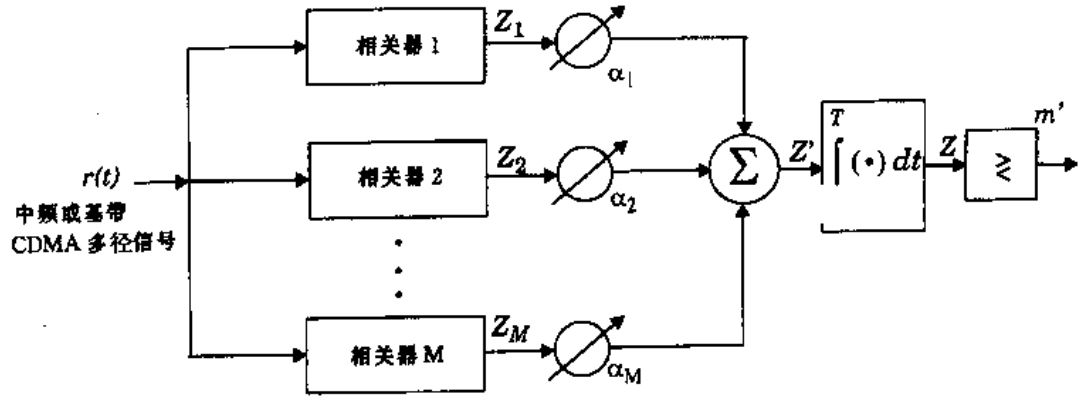


图 6.16 M 支路 RAKE 接收机。每个相关接收器检测一路延时信号,其各检测支路间的相对时延超过一个码片

RAKE 接收机利用多个相关器分别检测多径信号中最强的 M 个支路信号,然后对每个相关器的输出进行加权,以提供优于单路相关器的信号检测,然后再在此基础上进行解调和判决。

使用 RAKE 接收机的基本思路是由 Price 和 Green[Pri58]提出的。在室外环境中,多径信号间的延迟通常较大,如果码片速率选择得当,那么 CDMA 扩频码的良好的自相关特性,可以确保多径信号相互间表现出较好的非相关性。

假定 CDMA 接收机有 M 个相关检测器,这些检测器的输出经过线性迭加,即加权后,被用来作信号判决。假设相关器 1 与信号中的最强支路 m_1 相同步,而另一相关器 2 与另一支路 m_2 相同步,且 m_2 比 m_1 落后 τ_1。这里,相关器 2 与支路 m_2 的相关性很强,而与 m_1 的相关性很弱。注意,如果接收机中只有一个相关器(参见图 5.52),那么当其输出被衰落扰乱时,接收机无法作出纠正,从而使判决器作出大量误判。而在 RAKE 接收机中,如果一个相关器的输出被扰乱了,还可以用其他支路作出补救,并且通过改变被扰乱支路的权重,还可以消除此路信号的负面影响。由于 RAKE 接收机提供了对 M 路信号的良好的统计判决,因而它是

一种克服衰落,改进 CDMA 接收的分集形式。

M 路信号的统计判决参见图 6.16。M 个相关器的输出分别为 $Z_1, Z_2, \ldots, Z_M$,其权重分别为 $\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_M$。权重的大小是由各支路的输出功率或 SNR 决定的。如果支路的输出功率或 SNR 小,那么相应的权重就小。正如最大比率合并分集方案一样,总的输出信号 Z'为:

$$Z' = \sum_{m=1}^{M} \alpha_m Z_m \tag{6.79}$$

权重 α_m 可用相关器的输出信号总功率归一化,其总和为 1,即:

$$\alpha_m = \frac{Z_m^2}{\sum_{m=1}^{M} Z_m^2} \tag{6.80}$$

在研究自适应均衡和分集合并时,曾有多种权重的生成方法。但是,因为多址接入中存在多址干扰,使得多径信号中的某一支路即使收到了强信号,也不一定会在相关检测后得到相应的强输出,所以如果权重由相关器的实际输出信号的强弱来决定,将会给 RAKE 接收机带来更好的性能。

6.12 交织

交织可以在不附加任何开销的情况下,使数字通信系统获得时间分集。由于数字语音编码器(它把模拟语音信号转变为可在无线链路中传输的高效数字信号。语音编码器将在第 7 章介绍。)的迅速发展,在所有的第二代数字蜂窝系统中,交织成为极其有用的一项技术。

由于语音编码器要将语音频带的信息转变为统一、高效的数字信息格式,因而被编码的数据位(或叫作源比特)中含有大量信息。并且正如第 7 章到第 10 章所表述的,有些源比特特别重要,所以有必要加以保护,不让其产生误码。许多语音编码器都会在其编码序列中产生几个很重要的源比特,而交织器的作用就是将这些源比特分散到不同的时间段中,以便出现深衰落或突发干扰时,来自源比特中某一块的最重要的码位不会被同时扰乱。而且源比特被分开后,还可以利用差错控制编码(又称为信道编码)来减弱信道干扰对源比特的影响。信道编码是为了保护信号免受随机的和突发式的干扰的影响,而交织器是在信道编码之前打乱了源比特的时间顺序。

交织器有两种结构类型:分组结构和卷积结构。分组结构是把待编码的 $m \times n$ 个数据位放入一个 m 行 n 列的矩阵中,即每次是对 $m \times n$ 个数据位进行交织。通常,每行由 n 个数据位组成一个字,而交织器的深度,即行数为 m,其结构示于图 6.17。由图可见,数据位被按列填入,而在发送时却是按行读出的,这样就产生了对原始数据位以 m 个比特为周期进行分隔的效果。在接收机一端的解交织操作则是与此相反进行的。

采用卷积结构的交织器,在多数情况下可以代替分组结构的交织器。而且卷积结构在用于卷积编码时,可以取得很理想的效果。

因为接收机在收到了 $m \times n$ 位并进行解交织以后才能解码,所以所有的交织器都带有一个固有延时。在现实中,当语音延时小于 40ms 时人们还是可以忍受的,所以所有的无线数据交织器的延时都不超过 40ms。另外,交织器的字长和深度与所用的语音编码器、编码速率和最大容许时延有较大的关系。

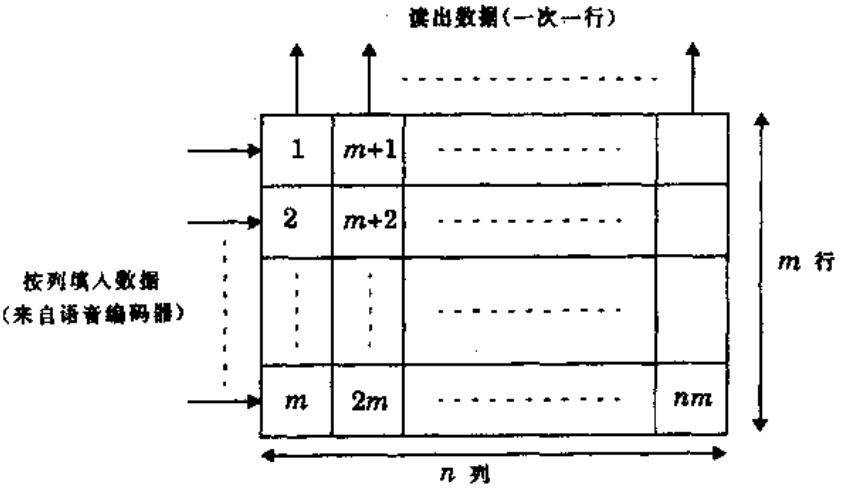


图 6.17 分组结构的交织器(按列填入按行读出)

6.13 信道编码原理

信道编码通过在被传输数据中引入冗余来避免数字数据在传送过程中出现误码。用于检测错误的信道编码被称作检错编码,而既可检错又可纠错的信道编码被称作纠错编码。

1948 年,香农(Shannon)论证了通过对信息的恰当编码,由信道噪声引入的错误可以被控制在任何误差范围之内,而且这并不需要降低信息传输速率[Sha48]。应用于 AWGN 信道的香农的信道容量公式如下:

$$C = B\log_2\left(1 + \frac{P}{N_0 B}\right) = B\log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \tag{6.81}$$

其中,C 为信道容量(bit/s),B 为传输带宽(Hz),P 为接收信号的功率(W),N_0 为单边带噪声功率谱密度(W/Hz),而接收机收到的功率为:

$$P = E_b R_b \tag{6.82}$$

其中,E_b 为每比特信号的平均能量,R_b 为信号传输速率(bit/s)。公式(6.81)可用传输带宽归一化,即:

$$\frac{C}{B} = \log_2\left(1 + \frac{E_b}{N_0}\frac{R_b}{B}\right) \tag{6.83}$$

其中 C/B 表示带宽效率。

检错和纠错技术的基本目的,是通过在无线链路的数据传输中引入冗余来改进信道的质量。冗余的引入将增加信号的传输速率,也就会增加带宽。这会降低在高 SNR 情况下的频谱效率,但它却可以大大降低在低 SNR 情况下的误码率。

众所周知,假如每个比特的 SNR 超过了香农下限,即 $SNR_b \geq -1.6\text{dB}$,则我们可以通过扩展正交信号集,即让信号波形数 $M \to \infty$,来使误码率减小到任意程度[Vit79]。香农指出在上述条件下,只要 SNR 足够大,就可以用很宽的带宽实现无差错通信。另一方面,差错控制编码的带宽是随编码长度的增加而增加的。因而,纠错编码用于带宽受限或功率受限的环境

是有一定优势的。信道编码器的输入信息源是数字信息源。检错码和纠错码有两种基本类型:分组码和卷积码。

6.14 分组码

分组码一种前向纠错(FEC)编码。它是一种不需重复发送就可以检出并纠正有限个错误的编码。当其他改进方法(如增加传输功率或使用更复杂的解调器等)不易实现时,可以用分组码改进通信系统的性能。

在分组码中,校验位被加到信息位之后,以形成新的码字(或码组)。在分组编码时,k 个信息位被编为 n 个比特,而 $n-k$ 个校验位的作用就是检错和纠错[Lin83]。分组码将以 (n,k) 表示,其编码效率被定义为 $R_c = k/n$,这也是原始信息速率与信道信息速率的比值。

分组码的纠错能力是码距的函数。不同的编码方案提供了不同的差错控制能力[Cou93]、[Hay94]、[Lin83]、[Skl93]和[Vit79]。

例 6.5

在无线语音通信中,交织和分组码通常被结合起来使用。对于 m 行 n 列的交织器,其码字长为 n 比特。假设每个码字中有 k 个源比特(信息位),$(n-k)$ 个校验位,那么把交织和分组编码相结合就可以使一个长度为 $l = mb$ 的信道突发误码分解为 m 个长度为 b 的误码。

因而一个能够处理 $b < (n-k)/2$ 个误码的 (n,k) 码与一个具有 m 行的交织器相结合,就可产生一个能处理长度为 mb 个突发误码的 (mn, mk) 分组码。只要语音编码中的 mb 个或少于 mb 个比特被扰乱,接收数据就可以被完全恢复。

除了码速率之外,码距和码重这两个参数也很重要。现定义如下:

码距——它是指两个码字 C_i、C_j 间不相同比特的数目。

$$d(C_i, C_j) = \sum_{l=1}^{N} C_{i,l} \oplus C_{j,l} \quad (\text{模} - q) \tag{6.84}$$

其中,d 是码距,q 是 C_i 和 C_j 所能取值的个数。如果是采用二进制编码,那么码距就是汉明码距。最小码距是码距集中的最小值。

$$d_{\min} = Min\{d(C_i, C_j)\} \tag{6.85}$$

码重——它是指码字中非零元素的数量。如果是采用二进制编码,那么,码重就是码字中 1 的数量。

$$\omega(C_i) = \sum_{l=1}^{N} C_{i,l} \tag{6.86}$$

分组码的特性

线性——假设 C_i 和 C_j 是 (n,k) 分组码,α_1 和 α_2 是任意两个字母,那么,只有当且仅当 $\alpha_1 C_1 + \alpha_2 C_2$ 也是分组码时,分组码被称作是线性的。线性码必须包含全零码字。所以,恒重码是非线性的。

系统性——在系统码中，检测位被选加在信息位之后。对于一个(n,k)码，前 k 位全是信息位，而后 $n-k$ 位则是前 k 位的线性组合。

循环性——循环码是线性码的一种子集。它满足下列循环移位特性：如果 $C=[c_{n-1},c_{n-2},\ldots,c_0]$是循环码，那么 C 的循环移位$[c_{n-2},c_{n-3},\ldots,c_0,c_{n-1}]$也是循环码，也就是说，$C$ 的所有循环移位码都是循环码。根据这种特性，循环码具有相当多的编码和译码结构。

编译码技术的研究将借助于一种称为有限域的数学结构。有限域是一个含有有限个元素的代数系统，而且有限域元素的加、减、乘、除法的结果仍在有限域内(即任意两个有限域元素的和与积仍为有限域元素)。有限域元素的加法和乘法满足交换率、结合律和分配律。有限域的定义如下：

令 F 是一个含有有限个元素的集合，而且在其元素上定义了二进制的加法和乘法操作。那么如果集合 F 满足下列条件，F 及其二进制操作就可被称作一个域：

- 满足加法交换率。对于加法，相加后使所得值不变的元素被称为零元素，用 0 表示。
- F 中的非零元素满足乘法交换率。对于乘法，相乘后使所得值不变的元素被称为单位元素，用 1 表示。
- F 满足分配律。即对于 F 中的任何三个元素 a、b 和 c，有

$$a\cdot(b+c)=a\cdot b+a\cdot c$$

元素 a 的相反数记作 $-a$，它与 a 相加时和为 0。元素 a 的倒数记作 a^{-1}，它与 a 相乘时积为 1。

从域的定义可以得出关于域的四个基本特性：

特性 1：　$a\cdot 0=0=0\cdot a$

特性 2：　对于非零元素 a 和 b，$a\cdot b\neq 0$

特性 3：　$a\cdot b=0$ 且 $a\neq 0$，则 $b=0$

特性 4：　$-(a\cdot b)=(-a)\cdot b=a\cdot(-b)$

对于任何质数 p，存在一个含有 p 个元素的有限域。为了纪念这个域的发现者 Galois [Lin83]，它又被称为 Galois 域，记作 $GF(p)$。$GF(p)$可以被扩展到 p^m 个元素，记作 $GF(p^m)$，称为 $GF(p)$的扩展域，其中 m 为正整数。在数字数据传输和存储系统中，由于编码总是二进制形式的，因而使用最广泛的是二进制域 $GF(2)$及其扩展域 $GF(2^m)$。

在二进制算法中，采用的是模 2 加和模 2 乘。由于 $1+1=0$，$1=-1$，所以对于差错控制码的生成来说，加法和减法是等效的。

Reed-Solomon 使用的是非二进制域 $GF(2^m)$，其元素个数大于 2。这个域除了 0 和 1 以外，其余元素可以用 α 的幂表示。

为了表达 α 的幂，我们必须定义扩展域中的乘法操作"·"。使用乘法操作可以产生一个含有无限多元素的集合 F：

$$F=\{0,1,\alpha,\alpha^2,\ldots,\alpha^j,\ldots\}=\{0,\alpha^0,\alpha^1,\alpha^2,\ldots,\alpha^j,\ldots\} \tag{6.87}$$

为了从 F 获得有限域 $GF(2^m)$，必须对 F 加以条件限制，以便选出 2^m 个元素，且令这 2^m 个元素对于乘法运算自封闭。这个条件就是一个不可约多项式，其典型格式如下[Rhe89]：

$$\alpha^{(2^m-1)}+1=0 \quad 或 \quad \alpha^{(2^m-1)}=1=\alpha^0 \tag{6.88}$$

使用这个不可约多项式，幂次大于 2^m-2 的元素可以被简化成幂次小于 2^m-2 的元素，即：

$$\alpha^{(2^m+n)}=\alpha^{(2^m-1)}\cdot\alpha^{n+1}=\alpha^{n+1} \tag{6.89}$$

于是集合 F 变为集合 F^*，其非零项对于乘法运算自封闭：

$$\begin{aligned}F^*&=\{0,1,\alpha,\alpha^2,\ldots,\alpha^{2^m-2},\alpha^{2^m-1},\alpha^{2^m},\ldots\}\\&=\{0,\alpha^0,\alpha^1,\alpha^2,\ldots,\alpha^{2^m-2},\alpha^0,\alpha,\alpha^2,\ldots\}\end{aligned} \tag{6.90}$$

取 F^* 的前 2^m 项，就可以得到有限域 $GF(2^m)$ 元素的表示：

$$GF(2^m)=\{0,1,\alpha,\alpha^2,\ldots,\alpha^{2^m-2}\}=\{0,\alpha^0,\alpha,\alpha^2,\ldots,\alpha^{2^m-2}\} \tag{6.91}$$

有限域 $GF(2^m)$ 中的 2^m 个元素可被表示成一个多项式，其幂次小于或等于 $m-1$，另外元素 0 由零多项式(即不带非零项的多项式)表示[Rhe89]。$GF(2^m)$ 中的每个非零元素可被记作多项式 $a_i(x)$，其 m 个系数中至少有一个不为零。

$$\alpha^i=a_i(x)=a_{i,0}+a_{i,1}x+a_{i,2}x^2+\ldots+a_{i,m-1}x^{m-1} \tag{6.92}$$

而且，有限域中两个元素间的加法将被定义为相应多项式系数的模 2 加。即：

$$\alpha^i+\alpha^j=(a_{i,0}+a_{j,0})+(a_{i,1}+a_{j,1})x+\ldots+(a_{i,m-1}+a_{j,m-1})x^{m-1} \tag{6.93}$$

这样，我们就可得到一个有限域 $GF(2^m)$，并且通过公式(6.92)和(6.93)可以获得对有限域中 2^m 个元素的多项式表示。

6.14.1 分组码举例

Hamming 码

Hamming 码是一种纠错码[Ham50]。这种编码以及由它衍生成的编码，已被用于数字通信系统的差错控制中。Hamming 码分为二进制 Hamming 码和非二进制 Hamming 码。二进制 Hamming 码具有如下特性：

$$(n,k)=(2^m-1,2^m-1-m) \tag{6.94}$$

其中，k 是生成一个 n 位的码字所需的信息位的数目，m 是一个正整数。检测位的数目是 $n-k=m$。

Hadamard 码

Hadamard 码是通过选择 Hadamard 矩阵的行向量来实现的。一个 $N\times N$ 的 Hadamard 矩阵由 0 和 1 组成，其任何两行间都恰恰有 $N/2$ 个元素不同。除了一行为全零外，其余行均有 $N/2$ 个 0 和 $N/2$ 个 1。最小码距为 $N/2$。

当 $N=2$ 时，Hadamard 矩阵为：

$$A=\begin{bmatrix}0&0\\0&1\end{bmatrix} \tag{6.95}$$

除了上述 $N=2^m$（m 为正整数）的特殊情况之外，也可以有其他长度的 Hadamard 编码，但是它将不是线性的。

Golay 码

Golay 码是线性二进制(23,12)码，其最小码距为 7，纠错能力为 3 个比特[Gol49]。它是一种完备码(Hamming 码也是完备的)，可以采用最大似然译码方式译码。

循环(Cyclic)码

循环码是线性码的子集。它满足前面所讨论的循环移位特性，因而具有大量可用的结构。循环码可以由$(n-k)$次的生成多项式 $g(p)$生成。(n,k)循环码的生成多项式是 P^n+1 的一个因子，表示如下：

$$g(p)=p^{n-k}+g_{n-k-1}p^{n-k-1}+\ldots+g_1p+1 \tag{6.96}$$

消息多项式 $x(p)$可被定义如下：

$$x(p)=x_{k-1}p^{k-1}+\ldots+x_1p+x_0 \tag{6.97}$$

其中$(x_{k-1},\ldots,x_0)$代表 k 个信息位。而最后生成的码多项式 $c(p)$如下：

$$c(p)=x(p)g(p) \tag{6.98}$$

其中 $c(p)$是一个小于 n 次的多项式。

循环码的编码通常由一个基于生成式或校验多项式的线性反馈移位寄存器完成。

BCH 码

由于其具有多种码比率，可以获得很大的编码增益，并能够在高速方式下实现，因而 BCH 循环码是最重要的分组码之一[Bos60]。它的码长为 $n=2^m-1$，其中 $m\geq 3$，可被纠正的错误数为 $t<(2^m-1)/2$。二进制 BCH 码可被推广到非二进制 BCH 码，它的每个编码符号代表 m 个比特。最重要且最通用的多进制 BCH 码为 Reed-Solomon 码。在美国蜂窝数字分组数据系统(CDPD)中，所采用的是 $m=6$ 的(63,47)Reed-Solomon 码。

Reed-Solomon 码

Reed-Solomon 码(RS)是一种多进制码。它能够纠正突发误码，且通常用于连续编码系统中[Ree60]。Reed-Solomon 码长为 $n=2^m-1$，并可被扩展到 2^m 或 2^m+1，能够确保校验 e 个误码的校验符号数为 $n-k=2e$，其最小码距为 $d_{min}=2e+1$。Reed-Solomon 码是所有线性的中 d_{min}值最大的码。

6.14.2 Reed-Solomon 码的实例研究

为了便于解释，我们选择 $GF(64)$域来进行研究，因为在 CDPD 系统中采用的就是这个域。这里，$m=6$，域中的 64 个元素可被 6 比特的符号来表示。

我们引入有限域实体 $p(X)$来映射这 64 个元素。如果在 $p(X)$能整除的多项式 x^n+1 中 $n=2^m-1$，那么这样的既约多项式被称作本原多项式。本原多项式 $p(X)$的典型格式为：

$$p(X) = 1 + X + X^m \tag{6.99}$$

在 CDPD 系统中采用的 Reed-Solomon 码的 $p(X)$就是这种格式的。其实,这些多项式已经被列成表格,$p(X)$可以从中找出。CDPD 的本原多项式为:

$$p_{\text{CDPD}}(X) = 1 + X + X^6 \tag{6.100}$$

为了把符号映射到域元素,设置本原多项式 $p(\alpha) = 0$。这将生成下列结果:

$$\alpha^6 + \alpha + 1 = 0 \tag{6.101}$$

表 6.2 显示了 6 比特符号和域元素之间的映射关系。第一个域元素是 $1(\alpha^0)$,第二个域元素由 1 和 α 相乘得到,其他域元素可依次获得。任何含 α^5 项的域元素在生成下一个域元素时都会产生一个 α^6 项,但 α^6 项不属于 $GF(64)$,因而需要运用本原多项式把 α^6 转换成 $\alpha + 1$。另外还要指出的是:$\alpha^{62} \cdot \alpha = \alpha^{63} = \alpha^0 = 1$。这在用软件实现有限域乘法时是很重要的。乘法运算可以由元素幂次的模 $2^m - 1$ 加法快速而有效地实现。对于在 CDPD 系统中采用的 (63,47)Reed-Solomon 码,就是对元素的幂次采用模 63 加法来实现快速乘法。

在 $GF(2^m)$中,因为表示有限域元素的多项式的系数是由二进制域 $GF(2)$扩展而来,所以其元素的加法运算,可以由其多项式系数的对应位逐位模 2 加得到。由于这个域是由二进制域 $GF(2)$扩展得到的,这些系数是 1 或 0,可以通过元素的 6 比特符号表示,按逐比特的异或运算实现加法。下面将给出几个在域 $GF(64)$上的例子。

$$\alpha^{27} + \alpha^5 = (001110)_2 \, XOR \, (100000)_2 = (101110)_2 = \alpha^{55} \tag{6.102a}$$

$$\alpha^{19} + \alpha^{62} = (011110)_2 \, XOR \, (100001)_2 = (111111)_2 = \alpha^{58} \tag{6.102b}$$

6.14.2.1 Reed-Solomon 编码

在讨论 Reed-Solomon 编码时,将频繁用到下列多项式:

$d(x)$: 行信息多项式

$p(x)$: 校验多项式

$c(x)$: 码字多项式

$g(x)$: 生成多项式

$q(x)$: 商多项式

$r(x)$: 余数多项式

令

$$d(x) = c_{n-1}x^{n-1} + c_{n-2}x^{n-2} + \ldots + c_{2t+1}x^{2t+1} + c_{2t}x^{2t} \tag{6.103}$$

为信息多项式,且令:

$$p(x) = c_0 + c_1 x + \ldots + c_{2t-1}x^{2t-1} \tag{6.104}$$

为校验多项式(c_i 全都是 $GF(64)$的域元素)。因而已编码的 Reed-Solomon 多项式为:

$$c(x) = d(x) + p(x) = \sum_{i=0}^{n-1} c_i x^i \tag{6.105}$$

当且仅当由域元素$(c_0, c_1, \ldots, c_{n-1})$组成的向量是生成多项式 $g(x)$的倍数时,此向量才

表 6-2　GF(64)元素的三种表示式

幂函数式表示	多项式表示	6 比特符号表示
$0=\alpha^{\infty}$	0	0 0 0 0 0 0
$1=\alpha^{0}$	1	0 0 0 0 0 1
α	x	0 0 0 0 1 0
α^{2}	x^{2}	0 0 0 1 0 0
α^{3}	x^{3}	0 0 1 0 0 0
α^{4}	x^{4}	0 1 0 0 0 0
α^{5}	x^{5}	1 0 0 0 0 0
α^{6}	$x+1$	0 0 0 0 1 1
α^{7}	$x^{2}+x$	0 0 0 1 1 0
α^{8}	$x^{3}+x^{2}$	0 0 1 1 0 0
α^{9}	$x^{4}+x^{3}$	0 1 1 0 0 0
α^{10}	$x^{5}+x^{4}$	1 1 0 0 0 0
α^{11}	$x^{5}+x+1$	1 0 0 0 1 1
α^{12}	$x^{2}+1$	0 0 0 1 0 1
α^{13}	$x^{3}+x$	0 0 1 0 1 0
α^{14}	$x^{4}+x^{2}$	0 1 0 1 0 0
α^{15}	$x^{5}+x^{3}$	1 0 1 0 0 0
α^{16}	$x^{4}+x+1$	0 1 0 0 1 1
α^{17}	$x^{5}+x^{2}+x$	1 0 0 1 1 0
α^{18}	$x^{3}+x^{2}+x+1$	0 0 1 1 1 1
α^{19}	$x^{4}+x^{3}+x^{2}+x$	0 1 1 1 1 0
α^{20}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+x^{2}$	1 1 1 1 0 0
α^{21}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+x+1$	1 1 1 0 1 1
α^{22}	$x^{5}+x^{4}+x^{2}+1$	1 1 0 1 0 1
α^{23}	$x^{5}+x^{3}+x$	1 0 1 0 0 1
α^{24}	$x^{4}+1$	0 1 0 0 0 1
α^{25}	$x^{5}+x^{4}+x$	1 0 0 0 1 0
α^{26}	$x^{3}+x^{2}+x+1$	0 0 0 1 1 1
α^{27}	$x^{4}+x^{3}+x^{2}+x$	0 0 1 1 1 0
α^{28}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+x^{2}$	0 1 1 1 0 0
α^{29}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}$	1 1 1 0 0 0
α^{30}	$x^{5}+x^{4}+x+1$	1 1 0 0 1 1
α^{31}	$x^{5}+x^{2}+1$	1 0 0 1 0 1
α^{32}	$x^{3}+1$	0 0 1 0 0 1
α^{33}	$x^{4}+x$	0 1 0 0 1 0
α^{34}	$x^{5}+x^{2}$	1 0 0 1 0 0
α^{35}	$x^{3}+x^{2}+1$	0 0 1 0 1 1
α^{36}	$x^{4}+x^{3}+x$	0 1 0 1 1 0
α^{37}	$x^{5}+x^{4}+x^{2}$	1 0 1 1 0 0
α^{38}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+1$	0 1 1 0 1 1
α^{39}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+x$	1 1 0 1 1 0
α^{40}	$x^{5}+x^{3}+x^{2}+x+1$	1 0 1 1 1 1
α^{41}	$x^{4}+x^{3}+x^{2}+1$	0 1 1 1 0 1
α^{42}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+x$	1 1 1 0 1 0
α^{43}	$x^{5}+x^{4}+x^{2}+x+1$	1 1 0 1 1 1
α^{44}	$x^{5}+x^{3}+x^{2}+1$	1 0 1 1 0 1
α^{45}	$x^{4}+x^{3}+1$	0 1 1 0 0 1
α^{46}	$x^{5}+x^{4}+x$	1 1 0 0 1 0
α^{47}	$x^{5}+x^{3}+x^{2}+1$	1 0 0 1 1 1
α^{48}	$x^{4}+x^{3}+x^{2}+x+1$	0 0 1 1 0 1
α^{49}	$x^{4}+x^{3}+x^{2}+x$	0 1 1 0 1 0
α^{50}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+x^{2}$	1 1 0 1 0 0
α^{51}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+x^{2}+1$	1 0 1 0 1 1
α^{52}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+1$	0 1 0 1 0 1
α^{53}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+x^{2}+x$	1 0 1 0 1 0
α^{54}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+x^{2}+x+1$	0 1 0 1 1 1
α^{55}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+x^{2}+1$	1 0 1 1 1 0
α^{56}	$x^{5}+x^{4}+x^{3}+1$	0 1 1 1 1 1
α^{57}	$x^{5}+x^{4}+x^{2}+x+1$	1 1 1 1 1 0
α^{58}	$x^{5}+x^{4}+x^{2}+1$	1 1 1 1 0 1
α^{59}	$x^{5}+x^{4}+x+1$	1 1 1 0 0 1
α^{60}	$x^{5}+x^{4}+1$	1 1 0 0 0 1
α^{61}	$x^{5}+x+1$	1 0 0 0 1 1
α^{62}	$x^{5}+1$	1 0 0 0 0 1

能作为码字。对于一个能纠正 t 个错误的 Reed-Solomon 编码的生成多项式，其格式为：

$$g(x)=(x+\alpha)(x+\alpha^2)\ldots(x+\alpha^{2t})=\sum_{i=0}^{2t}g_i x^i \tag{6.106}$$

对一个循环码进行编码的通用方法是通过用 $g(x)$除以 $d(x)$的方法来生成 $p(x)$。这将产生商多项式 $q(x)$和重要的余数多项式 $r(x)$。

$$d(x)=g(x)q(x)+r(x) \tag{6.107}$$

因而码字多项式可被记作：

$$c(x)=p(x)+g(x)q(x)+r(x) \tag{6.108}$$

如果校验多项式 $p(x)$被定义为等于 $r(x)$系数的相反数，则：

$$c(x)=g(x)q(x) \tag{6.109}$$

因而为了确保码字多项式是生成多项式的倍数，关键在于进行上述的除法操作以获得 $p(x)$。而通过除以多项式 $g(x)$获得余数式的直接方法是把 $g(x)$连至移位寄存器，如图 6.18 所示。其中，每一个“+”代表了两个 m 比特数的异或逻辑，每一个“×”代表了 $GF(2^m)$域中两个 m 比特数间的乘法，而每一个存有 m 比特数的寄存器被记作 b_i。

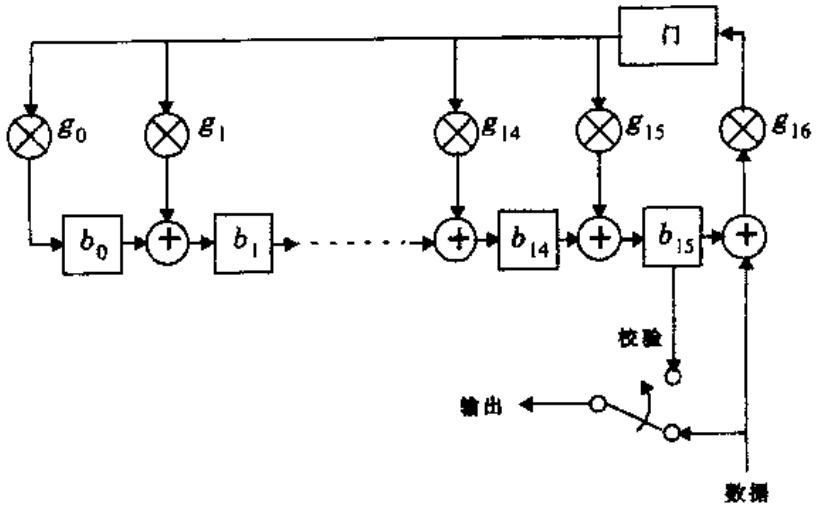


图 6.18 Reed-Solomon 编码电路

起初，所有寄存器被置为 0，且开关接至数据处。编码符号 c_{n-1}至 c_{n-k}被顺序移入编码电路，并被同时送至输出端。一旦 c_{n-k}被送入电路，开关将切至校验处，并且连至反馈网络的门将断开，即不再继续提供反馈。在这时，寄存器 b_0 至 b_{2t-1}里的内容就是所需的校验位 p_0 至 p_{2t-1}。把它们顺序移至输出就可完成 Reed-Solomon 编码。

6.14.2.2 Reed-Solomon 译码

假设所传码字为：

$$c(x)=v_0+v_1x+\ldots+v_{n-1}x^{n-1} \tag{6.110}$$

由于信道干扰而产生误码，使得收到的码字 $r(x)$为：

$$r(x) = r_0 + r_1 x + \ldots + r_{n-1} x^{n-1} \tag{6.111}$$

误差多项式 $e(x)$为 $c(x)$和 $r(x)$之差,即:

$$e(x) = r(x) - c(x) = e_0 + e_1 x + \ldots + e_{n-1} x^{n-1} \tag{6.112}$$

定义 $2t$ 个部分伴随式 $S_i(1 < i \leq 2t)$为 $S_i = r(\alpha^i)$。由于 $\alpha^1, \alpha^2, \ldots, \alpha^{2t}$均为每个被传码字$c(x)$的根(因为每个码字都是生成多项式 $g(x)$的倍数),因而有 $c(\alpha^i) = 0$ 和 $S_i = c(\alpha^i) + e(\alpha^i) = e(\alpha^i)$。显然,部分伴随式 S_i 只与误差多项式$e(x)$有关,与接收到的特定码字 $r(x)$无关。

假设有 k 个错误($k < t$),其位置在 $x^{j1}, x^{j2}, \ldots, x^{jk}$处,其中 $0 \leq j_1 < j_2 < \ldots < j_k < n-1$。把 x^{ji}处的误差大小记作 e_{ji},那么 $e(x)$为:

$$e(x) = e_{j_1} x^{j_1} + e_{j_2} x^{j_2} + \ldots + e_{j_k} x^{j_k} \tag{6.113}$$

定义差错定位数 $\beta_i = \alpha^{ji}, i = 1,2,\ldots,k$。那么由 $2t$ 个部分伴随式 S_i 的集合,将得到下列方程组:

$$S_1 = e_{j_1}\beta_1 + e_{j_2}\beta_2 + \ldots + e_{j_k}\beta_k \tag{6.114a}$$

$$S_2 = e_{j_1}\beta_1^2 + e_{j_2}\beta_2^2 + \ldots + e_{j_k}\beta_k^2 \tag{6.114b}$$

$$S_{2t} = e_{j_1}\beta_1^{2t} + e_{j_2}\beta_2^{2t} + \ldots + e_{j_k}\beta_k^{2t} \tag{6.114c}$$

求解上述方程组的算法就是 Reed-Solomon 译码算法。误差位置 x^{ji}可以由 β_i 求出,而误差大小可以由 e_{ji}直接得到。

Reed-Solomon 译码器可以由硬件、软件或软硬件混合实现。通常,用硬件实现的速度很快,但是码长的变化范围不大。例如,现在有几种单片 Reed-Solomon 译码器,它们可以被用于卫星通信、数字视频应用和 CD 技术之中。这些译码器可以在 10Mb/s 的速率下工作,但是由于这个码族工作于 $GF(255)$域中的 8 比特符号环境下,因而它们就不能用于 CDPD 系统的(63,47)Reed-Solomon 译码中。因为 CDPD 的工作速率要低得多,只有 19.2kbps,所以其 Reed-Solomon 译码可以用软件实时实现。对于 CDPD 的开发商来说,软件实现的吸引力更大,因为其开发周期更短,开发费用更低,灵活性更大。

Reed-Solomon 译码通常分五步进行。第一步是计算部分 $2t$ 个伴随式 S_i。第二步是用 Berlekamp-Massey 算法计算差错定位多项式 $\sigma(x)$。这个多项式是收到码字 $r(x)$的误差位置的函数,但是它不能直接指出所收码字中的哪一个符号产生了误差。所以要用 Chien 搜寻算法计算差错定位多项式中的差错位置。第四步是计算每个差错位置处的差错大小。最后,在已知所收码字的差错位置和差错大小的情况下,就可以成功地实现 t 个错误以内的纠错算法[Rhe89]。

伴随式的计算

通常,一个循环码的伴随式被定义为收到的码字 $r(x)$除以生成多项式 $g(x)$所得的余式。在 Reed-Solomon 码中,部分伴随式 S_i 被定义为 $r(x)$除以 $x + \alpha^i$ 所得的余式。

$$S_i = rem\left[\frac{r(x)}{x + \alpha^i}\right], i = 1,2,\ldots,2t \tag{6.115}$$

多项式除法所得的商式为 $q(x)$,余式为 $rem(x)$。由于余式的次数要小于除式 $p(x)$的次数,因而 $rem(x)$的次数必为零。也就是说,$rem(x)$必是一个域元素,可被记作 rem。所以求解部分伴随式 S_i 的步骤如下,先求:

$$\frac{r(x)}{x+\alpha^i} = q(x) + \frac{rem}{x+\alpha^i} \tag{6.116}$$

重新整理上述方程:

$$r(x) = q(x)\cdot(x+\alpha^i) + rem \tag{6.117}$$

令 $x = \alpha^i$

$$\begin{aligned} r(\alpha^i) &= q(\alpha^i)\cdot(\alpha^i+\alpha^i) + rem \\ &= rem = S_i \end{aligned} \tag{6.118}$$

所以,对部分伴随式 S_i 的计算,可以从一个完全展开的多项式除法简化到仅仅计算 $x = \alpha^i$ 时收到的多项式 $r(x)$[Rhe89]:

$$S_i = r(\alpha^i), i = 1,2,\ldots,2t \tag{6.119}$$

又

$$r(x) = r_0 + r_1 x + \ldots + r_{n-1}x^{n-1} \tag{6.120}$$

因而,$r(\alpha^i)$可得:

$$r(\alpha^i) = r_0 + r_1\alpha^i + r_2\alpha^{2i} + \ldots + r_{n-1}\alpha^{(n-1)i} \tag{6.121}$$

$r(\alpha^i)$的计算可按照如下形式高效地实现:

$$r(\alpha^i) = (\ldots((r_{n-1}\alpha^i + r_{n-2})\alpha^i + r_{n-3})\alpha^i + \ldots)\alpha^i + r_0 \tag{6.122}$$

差错定位多项式的计算

Reed-Solomon 译码的关键在于求解方程组(6.114a) ~ (6.114c)。这些方程对于 β_1, $\beta_2,\ldots,\beta_k$ 是对称的。现在我们定义多项式:

$$\sigma(x) = (1+\beta_1 x)(1+\beta_2 x)\ldots(1+\beta_k x) = \sigma_0 + \sigma_1 x + \ldots + \sigma_k x^k \tag{6.123}$$

$\sigma(x)$的根 $\beta_1^{-1},\beta_2^{-1},\ldots,\beta_k^{-1}$,是差错定位数 β_i 的倒数。因为间接地包含 $r(x)$中差错的精确位置,所以 $\sigma(x)$被叫作差错定位多项式。请注意,在译码时必须先解出未知多项式$\sigma(x)$的系数。

$\sigma(x)$的系数和差错定位数 β_i 之间有如下关系:

$$\sigma_0 = 1 \tag{6.124a}$$

$$\sigma_1 = \beta_1 + \beta_2 + \ldots + \beta_k \tag{6.124b}$$

$$\sigma_2 = \beta_1\beta_2 + \beta_2\beta_3 + \ldots + \beta_{k-1}\beta_k \tag{6.124c}$$

.....

$$\sigma_k = \beta_1\beta_2\beta_3\ldots\beta_k \tag{6.124d}$$

未知量 σ_i、β_i 和部分伴随式 S_i 之间的关系如下：

$$S_1 + \sigma_1 = 0 \tag{6.125a}$$

$$S_2 + \sigma_1 S_1 + 2\sigma_2 = 0 \tag{6.125b}$$

$$S_3 + \sigma_2 S_2 + \sigma_1 S_1 + 3\sigma_3 = 0 \tag{6.125c}$$

$$S_K + \sigma_1 S_{k-1} + \ldots + \sigma_{k-1} S_1 + k\,\sigma_k = 0 \tag{6.125d}$$

求解 $\sigma(x)$的最通用的方法是 Berlekamp-Massey 算法[Lin83]。

6.15 卷积码

卷积码和分组码有着根本的不同，它不是把信息序列分组后再进行单独地编码[Vit79]，而是由连续输入的信息序列得到连续输出的已编码序列。这种映射关系使得其译码方法与分组码的译码方法有着很大的差别。已经证明，在同样的复杂度下，卷积码可以比分组码获得更大的编码增益。

卷积码是在信息序列通过有限状态移位寄存器的过程中产生的。通常，移存器包含 N 级（每级 k 比特），并对应有基于生成多项式的 m 个线性代数方程，参见图 6.19。输入数据每次以 k 位（比特）移入移位寄存器，在此同时有 n 位（比特）数据作为已编码序列输出，编码效率为 $R_c = k/n$。参数 N 被称作约束长度，它指明了当前的输出数据与多少输入数据有关。它决定了编码的复杂度。图 6.19 是一个描述多种卷积码生成的通用结构图。

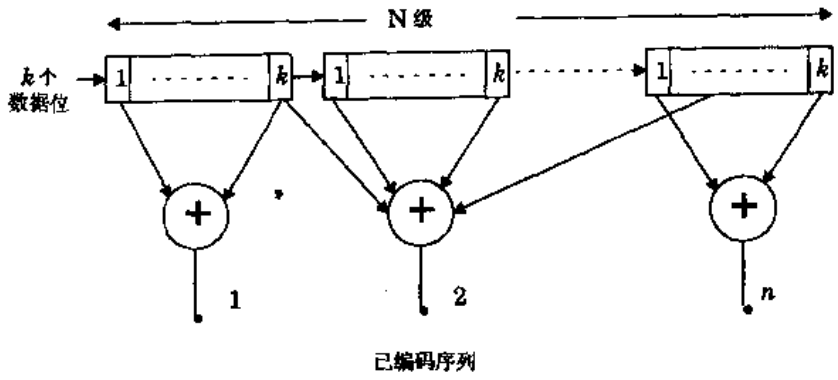


图 6.19 卷积编码器的一般结构图

生成矩阵——卷积码的生成矩阵是一个半无限矩阵，因为其输入序列的长度是半无限的。因此，用它来描述卷积码可能并不方便。

生成多项式——在这里我们是指 n 个向量，每个向量对应于 n 个模 2 加法器中的一个。每个向量指明了编码器和模 2 加法器之间的连接关系：向量的第 i 个元素为 1，表示连到了对应的移存器，而为 0 表示未连接。

逻辑表——逻辑表显示的是与当前输入序列相对应的卷积编码器的输出和编码器的状

态。

状态图——由于编码器的输出是由输入和编码器的当前状态所决定的，因此可以用状态图来表示编码过程。状态图只是一张表明编码器的可能状态，及其状态间可能存在的转换情况的图。

树图——树图以带有分支的树的形式标示出编码器的结构。树的分支表示编码器的各种状态和输出。

网格图——仔细观察树图可以发现，一旦级数超过了约束长度，图的结构将会出现重复。从观察中会发现，具有相同状态的两个节点所发出的所有分支，在其输出序列方面是相同的。这意味着具有相同标号的节点可以被合并。通过在整个树图中作节点合并，我们可以获得比树图更紧凑的网格图。

6.15.1 卷积码的解码

译码器的功能就是，运用一种可以将错误的发生减小到最低程度的规则或方法，从已编码的码字中解出原始信息。在信息序列和码序列之间有一对一的关系。此外，任何信息序列和码序列将与网格图中的唯一一条路径相联系。因而，卷积译码器的工作就是找到网格图中的这一条路径。

解卷积码的技术有许多种，而最重要的是 Viterbi 算法，它是一种关于解卷积的最大似然译码法。这个算法是首先由 A.J. Viterbi 提出的[Vit67]、[For78]。卷积码在译码时的判决既可用软判决，也可用硬判决实现，不过软判决较硬判决的特性要好 2 ~ 3dB。

6.15.1.1 Viterbi 算法

Viterbi 算法可被描述如下：

把在时刻 i，状态 S_j 所对应的网格图节点记作 $S_{j,i}$。每个网格节点被分配一个值 $V(S_{j,i})$。节点值按如下方式计算。

(1) 设 $V(S_{0,0}) = 0$，　$i = 1$。

(2) 在时刻 i，对于进入每个节点的所有路径计算其不完全路径的长度。

(3) 令 $V(S_{j,i})$为在 i 时刻，到达与状态 S_j 相对应的节点 $S_{j,i}$的最小不完全路径长度。通过在前一节点随机选择一条路径就可产生新的结果。非存留支路将从网格图中删除。以这种方式，可以从 $S_{0,0}$处生成一组最小路径。

(4) 当 L 表示输入编码段的数目，其中每段为 k 比特，m 为编码器中的最大移存器的长度，如果 $i < L + m$，那么令 $i = i + 1$，返回第二步。

一旦计算出所有节点值，则从 $i = L + m$ 时刻，状态 S_0 开始，沿网格图中的存留支路反向追寻即可。这样被定义的支路与解码输出将是一一对应的。关于不完全路径长度，硬判决解码将采用 Hamming 距离，而软判决解码将采用 Euclidean 距离。

6.15.1.2 其他译码算法

Fano 序列译码

Fano 算法是通过一次检验一条路径来寻找网格图中的最接近路径的[Fan63]。对于每一条支路，量值的增量与所接收信号的出现概率成比例，就如 Viterbi 译码一样，除了每条支路的

量值加上了一个负常数。这个常数值是经过选择的，它要确保沿正确路径的平均量值将会增大，而沿不正确路径的平均量值将会减小。通过把一个待选路径的量值和一个增长的阈值相比较，这个算法可以检测并消除不正确路径。Fano 算法和 Viterbi 算法的误译性能是可比的，但是与之相比，Fano 序列的译码延时要大得多。不过 Fano 算法需要的存储单元较小，所以可用来对约束长度更大的卷积码进行译码。

堆栈算法

与 Viterbi 算法要跟踪处理和计算 $2^{(N-1)k}$ 条路径相比，堆栈算法处理的路径要少一些。在堆栈算法中，较可能的路径会按照它们的量值来排序，栈顶的路径具有最大的量值。在算法的每一步，只有栈顶的路径被支路所延续。这会生成 $2k$ 个后续路径，它们将与其他路径一起按照量值重新排序，排序靠后的将被忽略。然后，利用最大量值来延续路径的过程将被重复进行下去。与 Viterbi 算法相比，堆栈算法对量值的计算量较小，但是这些节省都被栈中路径的重排序的计算量所抵销了。而与 Fano 算法相比，因为不用再追踪同一路径，堆栈算法在计算上要简单一些，不过堆栈算法需要更多的存储单元。

反馈译码

这里，译码器在第 j 级对信息比特作出硬判决，它是以从第 j 级到第 $j+m$ 级计算的量值为基础的，m 是一个预定的正整数。信息比特是一个"1"或一个"0"，依赖于从第 j 级发出，终止于第 $j+m$ 级的最小 Hamming 距离路径，从第 j 级发出时的那条支路包含的是"1"还是"0"。当作出判决时，树图中所选定的支路被保留，其它的则被放弃。这就是解码器的反馈特征。下一步就是将树图中保留的部分延长至第 $j+m+1$ 级，并考察从第 $j+1$ 级到 $j+m+1$ 级的路径以确定第 $j+1$ 级的信息比特。这一步骤在每一个级重复。参数 m 是树图中解码器作硬判决前预先考察的级数。反馈解码器不是通过计算量值，而是通过计算接放序列的伴随式并查表纠正误码的方式来实现解码。对于一些卷积的，反馈解码器可以简化为一个多数逻辑解码器或阈值解码器。

6.16 编码增益

差错控制编码的优点是，无论它是分组码还是卷积码，它们都可以为通信链路提供一个编码增益。编码增益所描述的是译码后信号的误码率与已编码信息在信道中传输中的误码率相比较时所得到的改进量。差错控制编码能在信道误码率为 10^{-2} 的情况下实现译码后的误码率为 10^{-5} 或更低。

每个差错控制编码都有自己的编码增益，它和编译码方式，解码器方式及信道误码率 P_c 有关。译码后的误码率 P_B 可以近似为：

$$P_B \approx \frac{1}{n}\sum_{i=t+1}^{n} i\binom{n}{i}P_c^i(1-P_c)^{n-i} \tag{6.126}$$

其中 t 为 (n,k) 分组码中已被纠正的误码数。因而，在已知信道误码率时，可以容易地得到译码后的误码率。编码增益所给出的量值，实际上表明了一个未编码信号要得到同样的解码误

码率所需要提供的附加 SNR。

6.17 网格编码调制

网格编码调制(TCM)技术通过把编码和调制过程结合起来,可以在不损失频谱效率的同时获得重要的编码增益[Ung87]。网格编码调制把有冗余度的多进制调制和有限状态编码器相结合,即利用扩展符号集提供的冗余度来得到编码符号和调制信号间的映射关系,并使得信号子集内的最小空间距离(最小 Euclidean 距离)最大。在接收机处,信号通过软判决最大似然序列译码器译码。不用扩展带宽,也不用降低信息传输速率,只要用网格编码调制就可以获得 6dB 的增益。

例 6.6

均衡

IS-54 USDC 标准采用判决反馈均衡器(DFE)。

分集

(1) 美国 AMPS 系统采用空间选择分集。

(2) PACS 标准在基站和用户单元采用天线分集。

信道编码

(1) IS-95 标准建议采用编码速率 1/3,约束长度 $L=9$ 的卷积码,并采用 32×18 的块交织器。

(2) AMPS 系统在前向控制信道采用(40,28)的 BCH 码,在反向控制信道采用(48,30)的 BCH 码。

采用均衡,分集和信道编码技术的共同目的是提高通信业务的可靠性和质量。每一项技术都有其优缺点。而我们所要权衡的是系统复杂性,功耗和费用与系统性能的关系,虽然每种技术都有能力大大改进系统的性能。

问题与练习

6.1 延用 6.3 节的表达式,并令 $d_k=\sum_{n=0}^{N} w_{nk}y_{nk}$,试证明对于图 P6.1 所示的多输入线性滤波器,均方差具有唯一性(此结构被用于最大比率合并分集,RAKE 分集和自适应天线)。

6.2 参考图 P6.2 所示的二阶自适应均衡器。

(a) 试用 w_0, w_1 和 N 表达均方差

(b) 如果 $N>2$,试找出最小均方差

(c) 如果 $w_0=0$, $w_1=-2$ 和 $N=4$,那么均方差是多少?

(d) 对于(c)中的常数,如果 $d_k=2\sin(2\pi k/N)$,那么均方差是多少?

6.3 对图 P6.2 所示的均衡器,要得到均方根值 $\epsilon_k=2$,抽头增益应为多少? 假设 $N=5$,

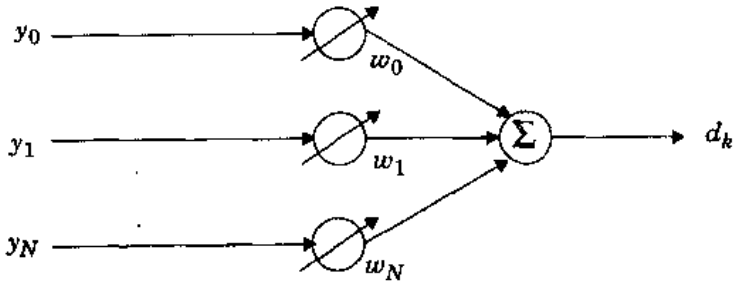


图 P6.1　多输入自适应线性合并

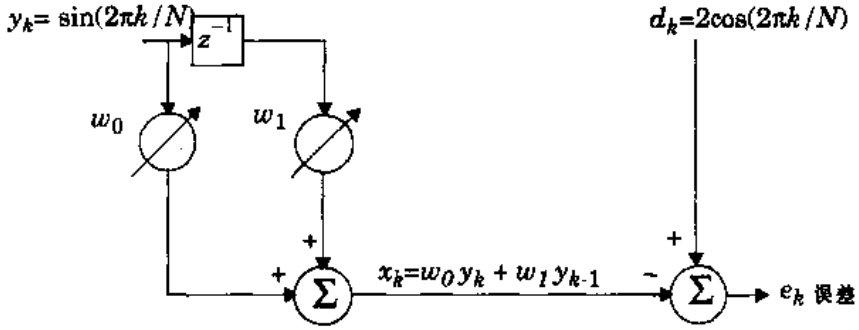


图 P6.2　一个二阶自适应线性均衡器

试用 w_0, w_1 写出答案。

6.4 如果数字信号处理芯片的处理速度为每秒一百万次乘法操作，求出下列自适应均衡算法在每次迭代时所需的时间。

(a) 最小均方算法

(b) Kalman 递归最小二乘算法

(c) 平方根递归最小二乘判决反馈均衡

(d) 梯度格型判决反馈均衡

6.5 假设某一快速递归最小二乘算法需要 50 次迭代才收敛，而最小均方算法需要 1000 次迭代。如果 DSP 芯片每秒可完成 2500 万次乘法操作，一个 5 阶的均衡器需要在传输时有 10% 的开销，且在 1900MHz 的信道中发现有下列多普勒频移，求重训练前的最大符号速率和最大时间间隔。如果每秒 2500 万次乘法操作仍不够快，试确定实现均衡器所需的最小运算次数，并在乘法次数固定的前提下比较最大符号速率。

(a) 100Hz

(b) 1000Hz

(c) 10000Hz

(提示：考虑相关时间及其对均衡器训练过程的影响)。

6.6 采用计算机模拟实现一个如图 6.2 所示的那种 2 级(或 3 阶)LMS 均衡器。假设每个延时单元延时 10ms，被传输的基带信号 $x(t)$ 是一个 0、1 交替变换的矩形二进制脉冲序列，脉宽为 10ms。并假设 $x(t)$ 通过一个稳定的散射信道后才达到均衡器，成为 2 径信号。这两路信号幅度相等，相隔 15ms。运用公式(6.35)～(6.37)证明原信号 $x(t)$ 可以由均衡器重建。注：所用脉冲具有升余弦滚降特性，系数为

$\alpha = 1$。

(a) 提供用于图示均衡器收敛特性的数据。

(b) 以迭代次数为 x 轴绘出最小均方差的函数曲线。

(c) 获得收敛需要多少次迭代?

(d) 如果第二路信号延迟了 25ms,将会怎样?

(e) 如果第二路信号被设为 0,将会怎样?(即把现实中的第二路信号看作噪声)

6.7 考虑一个单支路 Rayleigh 衰落信号,它以 20% 的可能性低于某平均 SNR 阈值 6dB。

(a) 以阈值作参考,求出 Rayleigh 衰落信号的均值。

(b) 找到一个在平均 SNR 阈值之下 6dB 处的两支路选择分集接收机。

(c) 找到一个在平均 SNR 阈值之下 6dB 处的三支路选择分集接收机。

(d) 找到一个在平均 SNR 阈值之下 6dB 处的四支路选择分集接收机。

(e) 根据上述结果,考虑在使用分集时是否有递减规律?

6.8 采用计算机仿真,重新绘出图 6.11,看看选择分集所提供的性能改进。

6.9 证明公式(6.66)~(6.69)中关于最大比率合并算法的结果是精确的。并分别绘出采用 1、2、3 和 4 支路分集时 $SNR = \gamma_M$ 的概率分布图,要求以 γ/Γ 为变量。

6.10 在 1~6 支路分集的情况下,比较 $\overline{\gamma}/\Gamma$(选择分集)和 $\overline{\gamma}_M/\Gamma$(最大比率合并分集)。特别是对于每一种分集,要比较随着新支路的加入,SNR 的均值怎样增加。有所发现吗?与 6 支路的选择分集相比,6 支路的最大比率合并分集对于 SNR 的均值有何改进?如果 $\gamma/\Gamma = 0.01$,求出收到信号低于最大比率合并和选择分集的阈值的概率(假定采用 6 支路分集)。在同样的阈值下与单支路 Rayleigh 衰落信道相比,结果将会怎样?

6.11 扩展这章的分集概念,并使用第 5 章的平坦衰落误码分析,我们可以求出在使用选择分集的情况下多种调制技术的误码率。

在一个平坦 Rayleigh 衰落信道中,定义 γ_0 为实现特定误码率 γ 所需的信噪比 (E_b/N_0),并让 γ 表示由于衰落导致的随机信噪比。而且,当 $SNR = \gamma$ 时,对于某一种调制技术,让 $P(\gamma)$表示相应的误码率函数。即:

$$\gamma = Pr[P(\gamma) > x] = Pr[\gamma < P^{-1}(x)] = 1 - e^{(-P^{-1}(x))/\gamma_0}$$

(a) 找出求解 γ_0 的表达式,用 $P^{-1}(x)$和 γ 表示。

(b) 当在分集选择中使用了 M 条不相干衰落支路时,写出关于 γ 的新的表达式。

(c) 在 Rayleigh 衰落信道中,求出为了支持 BPSK 调制方式下 10^{-3}的误码率,所需要的信噪比(E_b/N_0)均值。

(d) 在 Rayleigh 衰落信道中,当使用 4 支路分集时,求出为了支持 BPSK 调制方式下 10^{-3}的误码率,所需要的信噪比(E_b/N_0)均值。

第7章 语音编码

在通信系统中,语音编码是相当重要的。因为在很大程度上,语音编码决定了接收到的语音的质量和系统容量。在移动通信系统中,带宽是很珍贵的,因此业务提供商经常遇到以下问题:如何在有限的可分配带宽内容纳更多的用户。低比特率语音编码提供了解决该问题的一种方法。在编码器能够传送高质量语音的前提下,如果比特率越低,就可以在一定的带宽内能容纳更多的语音通道。因此,生产商和服务提供商不断地寻求新的编码方法,以便在低比特率下提供高质量的语音。

7.1 概述

在移动通信系统中,语音编码的设计和主观测试是相当困难的。只有在低速率语音编码情况下,数字调制方案才有助于提高语音业务的频谱效率。为了使语音编码有实用性,语音编码必须消耗的功率少和提供可接受直至很好的语音质量。

语音编码的目的是在保持一定的算法复杂程度和通信时延的前提下,运用尽可能少的的信道容量,传送尽可能高质量的语音。通常,编码器的效率和获得此效率的算法复杂程度之间有正比关系。算法越复杂,时延与费用就会越高。因此就必须在这两个矛盾的因素之间寻求一个平衡点。语音编码发展的目的是为了移动该平衡点,使平衡点向更加低的比特率方向移动。

语音编码器的分类如图 7.1 所示。用于设计和实现图 7.1 所示的语音编码技术的原理将在本章内叙述。

各种语音编码方式在信号压缩方法上有很大区别。根据它们压缩方式的不同,可以把语音编码器分成两类:波形编码器和声码器。波形编码的设计基本上是与信号源分离的,因此对各种各样的信号进行编码均可以达到很好的效果。它的优点是适用于很宽范围的语音特性,以及在噪音环境下,它们都保持稳定。实现这些优点所需复杂度很低,而费用为中等程度。波形编码包括了脉冲编码调制(PCM)、差分脉冲编码调制(DPCM)、自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)、增量调制(DM)、连续可变斜率增量调制(CVSDM)、自适应预测编码(APC)[Del93]。声码器在传输比特率上能得到很高的效率,但复杂度通常较高。它是以信号优先编码为基础的,正因为这个原因,它们通常适用于特定信号。

7.2 语音信号的特性

语音波形具有一些对设计编码有用的特性,最常用的包括语音幅度的非均匀概率分布、连续语音抽样信号之间的非零自相关性、语音频谱的非平坦特性、语音中的清音和浊音成分的存在、语音信号的类周期性,最基本特性是语音波形是带限的。一个有限的带宽意味着它可以以一定的速率抽样,当抽样频率大于 2 倍的低通信号频率时,就可以从抽样值中完全恢复。语音

信号的带限特性使抽样成为可能,同时前面提及的各种特性使量化操作(另一个在语音编码中很重要的处理)能以很高的效率实现。

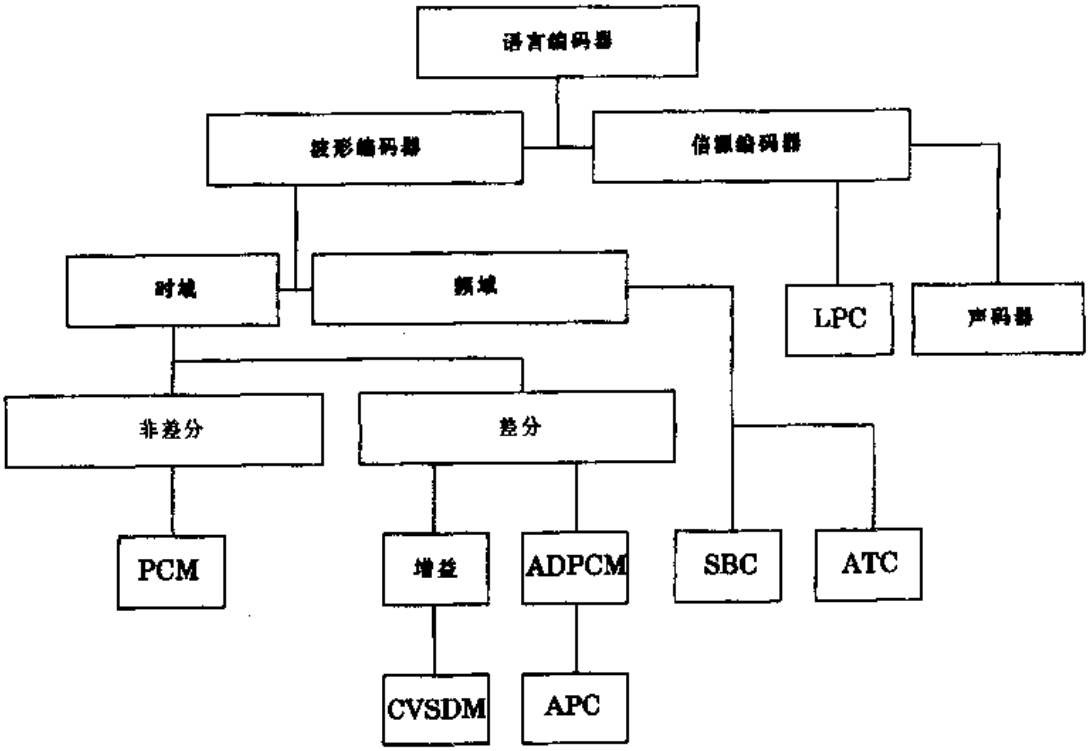


图 7.1 语音编码器的分类

概率分布密度函数(pdf)——语音幅度的非均匀概率分布密度函数可能是下一个最值得研究的语音信号的特性。语音信号的 pdf 的一般特性是:在近幅度处高概率分布,在幅度很高处低概率分布。在这两个极端之间单调递减。但是确切的分布依靠输入带宽和录音条件。式(7.1)的双边指数(拉普拉斯)函数,是电话质量语音信号的长时概率分布密度函数 $p(x)$很好的近似表达式[Jay84]。

$$p(x)=\frac{1}{\sqrt{2}\sigma_x}\exp\left(-\sqrt{2}\,|x|/\sigma_x\right) \tag{7.1}$$

注意这个 pdf 表明在零值时有一个明显的尖峰,这是由于语音经常性的暂停以及低频语音成分的存在。语音成分的短时 pdf 也是单峰函数,通常近似地认为是高斯分布。

为了保持输入信号的 pdf 与量化电平分布相匹配,采用非均匀量化(包括矢量量化)方法,在高概率分布的地方安排更多的量化电平,而在概率低的地方安排较少的电平。

自相关函数(ACF)——另一个语音信号非常有用的特性,即在语音相连的抽样值之间存在很大的相关性。这就表明了,对每一个语音抽样,有很大的成分可以从以前的抽样值中预测,而且仅有很小的随机误差。所有的差分编码及预测编码的方案都是以研究该特性为基础的。

自相关函数(ACF)是信号抽样值之间的作为抽样时间间隔函数相似性的定量测试。该函数的表达式为:

$$C(k)=\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-|k|-1}x(n)x(n+|k|) \tag{7.2}$$

其中 $X(k)$表示第 k 个语音抽样。自相关函数按照语音信号的方差归一化,这样,它的值在 $|-1,1|$ 范围内,且 $C(0)=1$。典型的信号存在一个连续抽样值的相关性,$C(1)$为 0.85 到 0.9 之间。

功率谱密度函数(PSD)——语音功率谱密度的非平坦特性,能够用来在频域内明显地压缩语音编码。PSD 非平坦特性基本上是非零自相关特性在频域中的典型表现。典型语音的长期平均 PSD 表明高频部分对整个语音能量作用很小。这说明在不同的频域上分别编码,可以产生明显的编码增益。虽然高频部分对能量作用不显著,但它也携带了语音信息,这样也需要在编码中充分表现出来。

利用频谱平坦检测(SFM)研究语音频谱的非均匀特性方法,可以得到理论上最大的编码增益的定量分析。SFM 被定义为 PSD 在频域轴上均匀间隔抽样点的算术平均与几何平均的比值。数字表达式为:

$$SFM = \frac{\left[\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} S_k^2\right]}{\left[\prod_{k=1}^{N} S_k^2\right]^{\frac{1}{N}}} \tag{7.3}$$

其中 S_k 是语音信号 PSD 在频域轴上第 k 个抽样值。语音信号的长期 SFM 的典型值为 8,而短期值在 2~500 之间。

7.3 量化技术

7.3.1 均匀量化

量化过程是把一个信号的连续幅值分割成一系列有限的分离的幅值。可以把量化看成一个消除信号的非相关性的操作,且这种操作是不可返回的。与抽样不同,它产生畸变。在任何语音编码过程中,幅度量化是一个很重要的步骤,它与比特率一样,在很大程度上决定了整个畸变。量化使用 n 比特,这样就有 $M=2^n$ 个分离的的幅度电平。任何量化操作产生的畸变是直接与量化阶梯大小的平方成比例的。一个最常用的测量畸变的方法是均方误差(MSE),其定义如下:

$$MSE = E[(x - f_Q(x))^2] = \frac{1}{T}\int_0^T [f_Q(x) - x(t)]^2 dt \tag{7.4}$$

其中,$x(t)$是原始信号,$f_Q(t)$是量化后的语音信号。量化后的畸变通常被建模为加性噪声,可以通过测量输出量化信噪比(SQNR),测试一个量化器的性能。基本上可以认为一个脉冲编码调制(PCM)是一个语音信号幅度抽样量化器。PCM 编码技术运用 8kHz 抽样频率,每个抽样点为 8 比特。它首先被商业电话采用作为第一个数字编码标准。PCM 编码器的 SQRN 与用于编码的比特数目有关,下式表达了这种关系:

$$(SQNR)_{dB} = 6.02n + \alpha \tag{7.5}$$

其中,$\alpha=4.77$ 表示了 SQNR 的峰值,$\alpha=0$ 为平均 SQNR。上式表明了在编码过程时,每增加一个比特,输出的 SQNR 将会改善 6dB。

7.3.2 非均匀量化

可以通过一个更有效的方式分布量化电平，来改善量化性能。非均匀量化是根据输入波形的 pdf 分布量化电平。一个输入信号的概率分布密度函数(pdf)为 $p(x)$，则其均方畸变为：

$$D = E[(x - f_Q(x))^2] = \int_{-\infty}^{\infty} [x - f_Q(x)]^2 p(x)\,dx \tag{7.6}$$

其中 $f_Q(x)$为量化器输出。从上式可得，可以在 $p(x)$大的地方，设法降低量化噪声$[x - f_Q(x)]^2$，从而降低整个畸变。这意味着量化电平必须集中在幅度密度高的区域。

为了设计一个最佳非均匀量化，必须决定量化电平，使给定 pdf 的信号的畸变最小。Lloyd 最大算法[Max60]提供了一种方式，即通过迭代地改变量化电平来决定最佳量化电平，这是一种使均方畸变最小化的方法来改变量化电平。

在商业电话中一个简单而又有稳定的非均匀量化器为对数量化器，该量化器在出现频率高的低幅度语音信号处，运用小的量化台阶，而在不经常出现的高幅度语音信号处，运用较大的台阶。在美国和欧洲分别运用不同的压扩技术，如 μ 律和 A 律。

非均匀量化过程中先把模拟信号通过一个压缩(对数)放大器，再把压缩的信号通过一个标准的均匀量化器。在美国，运用 μ 律压扩，微弱的信号被放大，强的信号被压缩。设进入压扩器的语音为 $w(t)$，而输出的电平为 $v_o(t)$[Smi57]。

$$|v_o(t)| = \frac{\ln(1 + \mu|w(t)|)}{\ln(1 + \mu)} \tag{7.7}$$

其中 μ 为一个正常数，其典型值为 50～300 之间。$w(t)$的峰值归一化为 1。

在欧洲，运用 A 律压扩。定义如下：

$$v_o(t) = \begin{cases} \dfrac{A|w(t)|}{1 + \ln A} & 0 \le |w(t)| \le \dfrac{1}{A} \\ \dfrac{1 + \ln(A|w(t)|)}{1 + \ln A} & \dfrac{1}{A} \le |w(t)| \le 1 \end{cases} \tag{7.8}$$

例 7.1

让输入量化器的信号的概率分布密度函数(pdf)如图 E7.1 所示，假设量化电平为(1，3，5，7)，计算在量化器输出的均方误差畸变，以及输出信号－畸变比。如何改变量化电平的分布来降低畸变？这个量化器的最佳输入 pdf 是什么？

例 7.1 解

由图 E7.1 得，输入量化器的信号 pdf 可以被认为：

$$p(x) = \frac{x}{32} \qquad 0 \le x \le 8$$

$$p(x) = 0 \qquad \text{其他}$$

假定的量化电平为(1，3，5，7)定义其量化边界为(0，2，4，6，8)

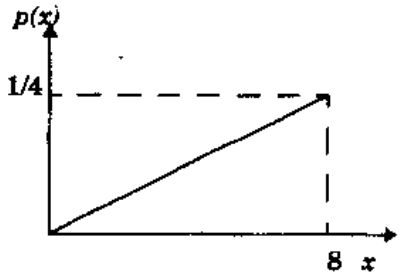


图 E7.1 输入信号概率密度函数

均方误差畸变为 $= D = \int_{-\infty}^{\infty} (x - f_Q(x))^2 p(x)\,dx$

$$D = \int_0^2 (x-1)^2\, p(x)\,dx + \int_2^4 (x-3)^2\, p(x)\,dx + \int_4^6 (x-5)^2\, p(x)\,dx + \int_6^8 (x-7)^2\, p(x)\,dx$$

这个表达式的值估计为 0.333。

$$\text{信号功率} = E[x^2] = \int_0^8 p(x)x^2\,dx = \int_0^8 \frac{1}{32}(x \cdot x^2)\,dx = 32$$

$$\text{信号 - 畸变比} = 10\log[E[x^2]/D] = 10\log(32/0.333) \approx 19.82\text{dB}$$

为了减小畸变,必须在高概率分布处集中量化电平。因为输入信号在高幅度的地方出现概率高于低幅度的地方,所以必须在幅值接近 8 处,把量化电平安排得更密些(如更多些量化电平);在幅值接近 0 处,把量化电平安排得更疏些(如少些量化电平)。

因为量化电平均匀分布,所以输入信号的 pdf 为均匀时最佳。

7.3.3 自适应量化

前文曾提及,长期的和短期的语音波形的概率分布密度函数(pdf)有区别。这是由于语音非稳定性的结果,语音的非稳定性与随时间变化的特性,使其动态范围在 40dB 以上。一个容纳大的动态范围的有效方式,是采用一个随时间改变的量化方式。一个自适应量化器根据输入信号的功率,改变它的量化阶梯大小。它在时间轴上的收缩和扩张就像一个手风琴。图 7.2 通过两个不同时刻的量化特性,解释了这种方法。因为输入语音信号功率电平改变得足够慢,这样可以比较容易地设计和实现简单的自适应算法。一个简单的策略是使在任何给定的抽样瞬间量化器的台阶的大小 Δ_k 与前一个抽样瞬间的量化输出 f_Q 成比例,如图 7.2 所示。

因为自适应方式是基于量化器的输出而不是输入,台阶的大小不必单独传送,但必须在接收端再生。

7.3.4 矢量量化

香农(Shannon)比率 - 失真定理[Sha48]表明信号源波形到输出码之间存在映像,这样对于给定的畸变 D,每个抽样值用 $R(D)$ 比特足以重新构造一个波形,并且平均畸变任意接近

D。实际比特数 R 必须大于 $R(D)$。$R(D)$函数,也被称为比率 - 失真函数,表达了对于一个确定的畸变,可用的速率的基本极限。标量量化器性能并不能达到理论上的极限。香农指出,在同一时刻对许多抽样进行编码,而不是在一个时刻只对一个抽样编码,会有更好的性能。

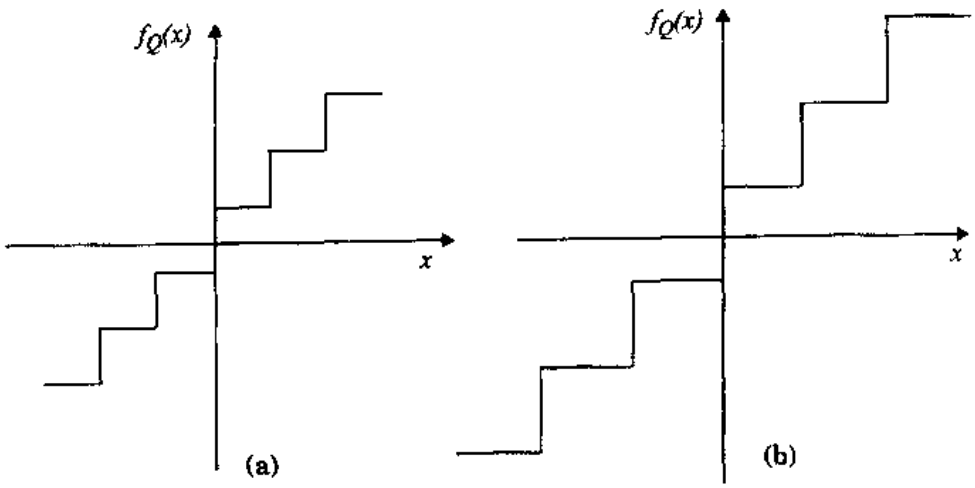


图 7.2 自适应量化器的特性 (a)当输入信号有一个低幅值时;(b)当输入信号有一个高值时

矢量编码(VQ)[Gra84]是一个延迟判决编码技术,它把一组输入抽样(典型为一帧)叫一个向量,映射到一个编码本的索引上。编码本包括有限个矢量组,包含了全部可能值。每一次量化,均在编码本上查找和选择一个项的索引,使它与给定输入信号帧最为匹配。即使信号帧是相互独立的,矢量编码器也可以得到较佳的性能。假如一组中有很强的相关性,那么性能将会大大提高。

一组(矢量)的抽样数量被称为矢量量化器的尺寸 L。矢量量化器的比率 R 定义为:

$$R = \frac{\log_2 n}{L} \quad \text{比特/抽样值} \tag{7.9}$$

其中,n 为矢量量化编码本的大小,R 也可以取分数值。矢量量化作为标量量化的一个延伸,所有标量量化器的原理均可以运用到矢量量化器上。可以用量化矢量代替量化电平,并且可以通过测量量化矢量和输入矢量之间的欧几里德(Euclidean)距离平方来求得失真。

矢量量化在低比特率是效率最高(等于或小于 $R = 0.5$ 比特/抽样值)。因为当 R 较小时,就可以使用一个大的矢量尺寸,而矢量量化编码本的大小 2^{RL} 较为合理。使用更大尺寸将会使量化能力过多地浪费在冗余信息上。矢量量化是一个计算密集型的操作,因此,常常不直接用于语音编码。但是,矢量量化在许多语音编码系统中用于量化语音分析参数,如线性预测系数、频谱系数、滤波器组能量等等。这些系统运用改进的矢量量化算法,如多级矢量量化、树性矢量量化、形增益矢量量化。这些算法的计算效率更高。

7.4 自适应差分脉冲编码调制

脉冲编码调制并不能消除语音信号的冗余度。自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)是一种更有效解决语音信号中冗余度的方法。前面曾提及一个语音波形的相邻抽样常常具有很强的相关性。这表明相邻语音幅度之间差分的方差要比语音信号的方差小得多。在维持相同的

语音质量下，ADPCM 允许用 32kbps 比特率编码，这是标准 64kbpsPCM 的一半。ADPCM 的高效算法已经开发和标准化。CCITT 标准 G.721 ADPCM 算法是用于 32kbps 语音编码的，现已应用于无绳电话系统，如 CT2 和 DECT 。

在一个差分 PCM 方法中，编码器量化一系列相邻抽样的差分值，解码器通过对已量化的相邻抽样的差分值积分，来恢复原始信号。因为对于一个给定的 R 比特/抽样值，量化误差的方差是直接与输入的方差成正比的，所以对于给定 R，量化器输入方差的减少直接导致了重建信号误差方差的减少。

实际上，ADPCM 编码器要运用信号预测技术来实现。一个线性预测器不是用来对相邻抽样差值进行编码，而是用来预测当前抽样值。然后对预测值与实际抽样值之间的差别，也称为预测误差，进行编码。预测是以语音自相关特性为基础的。

图 7 .3 给出了一个用于 CT2 无绳电话系统的 ADPCM 编码器的简化框图。这个编码器包括一个量化器，它把输入信号抽样值编成 4 比特输出。ADPCM 编码器以一种自适应的方式，通过改变量化阶梯的大小来充分利用 4 比特动态范围。量化器阶梯的大小依赖于输入的动态范围，也即依赖于讲话者的语音，并且随时间变化。实际上，自适应性是通过归一化输入信号实现的。输入信号的归一化，运用了一个从当前输入信号动态区域的预测值得到的比例因子。这个预测值是从两个分量得来的：一个是快分量，它有很快的幅度波动；一个是慢分量，它有很慢的幅度波动。权衡这两个分量，可以给出一个量化比例因子。可以看出两个驱动算法的反馈信号——$S_e(k)$(输入信号的估计)，以及 $y(k)$(量化比例因子)最终只来自于 $I(k)$，即传输的 4 比特 ADPCM 信号。在发时机中的 ADPCM 编码器，以及在接收机的 ADPCM 解码器是由相同的控制信号驱动的，解码仅是编码的反转。

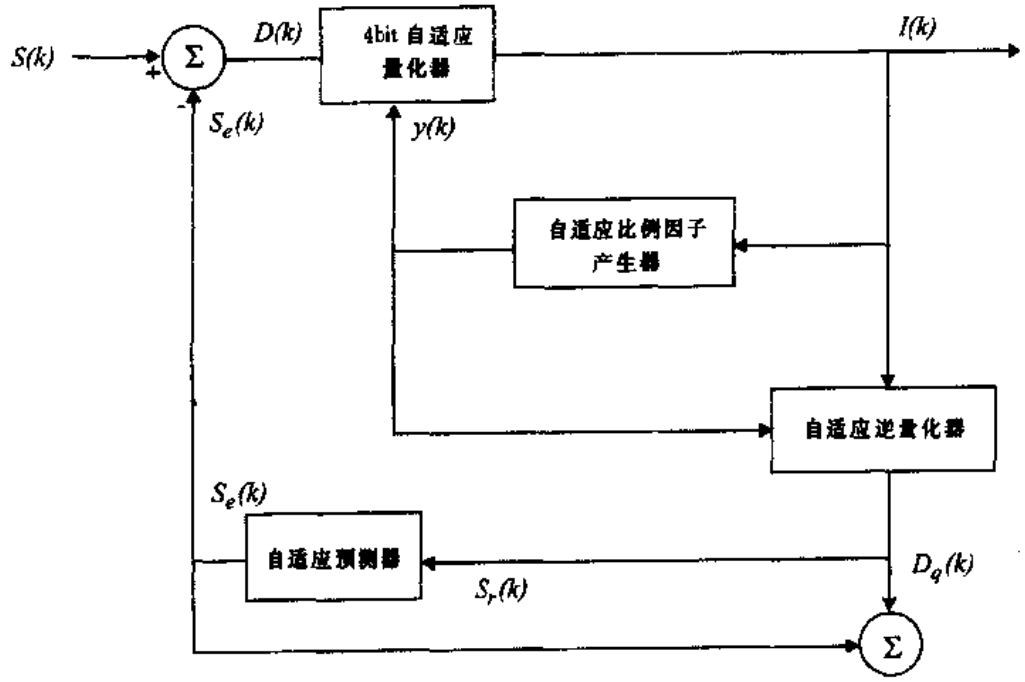


图 7.3 ADPCM 编码器方框图

例 7.2

在一个自适应 PCM 系统中，输入语音信号的抽样频率为 8kHz。每个抽样值用 8 比

特表示，每 10ms 重新计算量化阶梯的大小，用 5 比特来对其进行编码传输。计算这样一个语音编码器的传输比特率。且该系统的 SQNR 的峰值和平均值为多少？

例 7.2 解

已知：抽样频率 = f_s = 8kHz

每个抽样比特数 = n = 8bit

每秒的信息比特数 = 8000 × 8 = 6400bit

因为每 10ms 重新计算量化阶梯的大小，每秒将要传输 100 个阶梯大小抽样值。

因此，总的开销比特数 = 100 × 5 = 500bps

则，有效传输比特率 = 6400 + 500 = 64.5kbps

量化信号信噪比仅依赖于用于量化抽样值的比特数

量化信号信噪比的峰值 = 6.02n + 4.77 = 6.02 × 8 + 4.77 = 52.93dB

平均信号信噪比 = 6.02n = 48.16dB

7.5 频域语音编码

频域语音编码是指一类语音编码方法，它利用人感觉及产生语音的模型，在这类编码中，语音信号被分成一系列频率成分，它们单独量化和编码。在这种方法中，根据每个频带的感知标准，不同的频率采用不同的编码优先权。这样，量化噪声仅包含在本频带中，可避免频带以外的谐波失真。这些方案的优点是：每个频带用于编码的比特数可以动态地改变，并且在不同的频率上共享。

频域编码算法，复杂性各不相同。最常用的频域编码包括子带编码(SBC)和块变换编码。子带编码把语音信号分成许多小的子带，然后根据感知标准来给每个子带编码；而块变换编码方法对抽样的一个加窗序列的短期变换进行编码。用来编码的比特数与各自感知的重要性成正比。

7.5.1 子带编码

子带编码可以理解为在信号频谱上控制和分布量化噪声的方法。量化是一个非线性操作，它在很宽的频谱上产生畸变。人的耳朵不能够同样清楚的分辨所有频率的量化畸变。这样，就有可能在窄频带的编码上获得可观的质量改善。在子带编码中，语音通过滤波器被分为 4 个或 8 个子带，每个子带以一个奈奎斯特带通速率抽样(这比原始的抽样速率低)，并根据感知标准以不同的量化精度来编码。通带的分离有许多方法。一种方法是把整个语音频率分成非均匀的子带，而每个子带对语音清晰度的贡献相同。根据这种方法，Crochiere，等人[Cro76]提出了一种方法：

子带号	频率域
1	200 ~ 700Hz
2	700 ~ 1310Hz
3	1310 ~ 2020Hz
4	2020 ~ 3200Hz

另一个分离语音频率的方法是把它分成等宽度的子带，每个子带分配的比特数与感各重要性成比例。通常也按音阶划分频带来代替均匀划分。因为人们耳朵的敏感程度随频率上升呈指数下降，这种划分方式与感知过程更加匹配。

有各种不同的处理子带信号的方法。一个方法是用类似单边带调制的方法，把子带信号变换为低通信号。这样可以减少抽样率，且拥有低通信号编码的其他优点。图 7.4 给出了这种方法。输入信号通过带宽为 w_n 的带通滤波器，w_{1n}是通带的低界，w_{2n}是通带的高界。输出信号被余弦信号$\mathrm{Cos}(w_{1n}t)$调制，并且通过一个低通滤波器 $h_n(t)$，其带宽为$(0 \sim w_n)$。最后的信号 $r_n(t)$，可以表达为：

$$r_n(t) = [s_n(t)\cos(w_{1n}t)] \otimes h_n(t) \tag{7.10}$$

其中，⊗表示为卷积运算，信号 $r_n(t)$的抽样频率为 $2w_n$。从图 7.4 可知，信号被编码后，且与别的话路上的编码信号多路复用。在接收端，数据被解复用到不同的频道，解码后经带通变换，得到 n 信道的估值 $r_n(t)$。

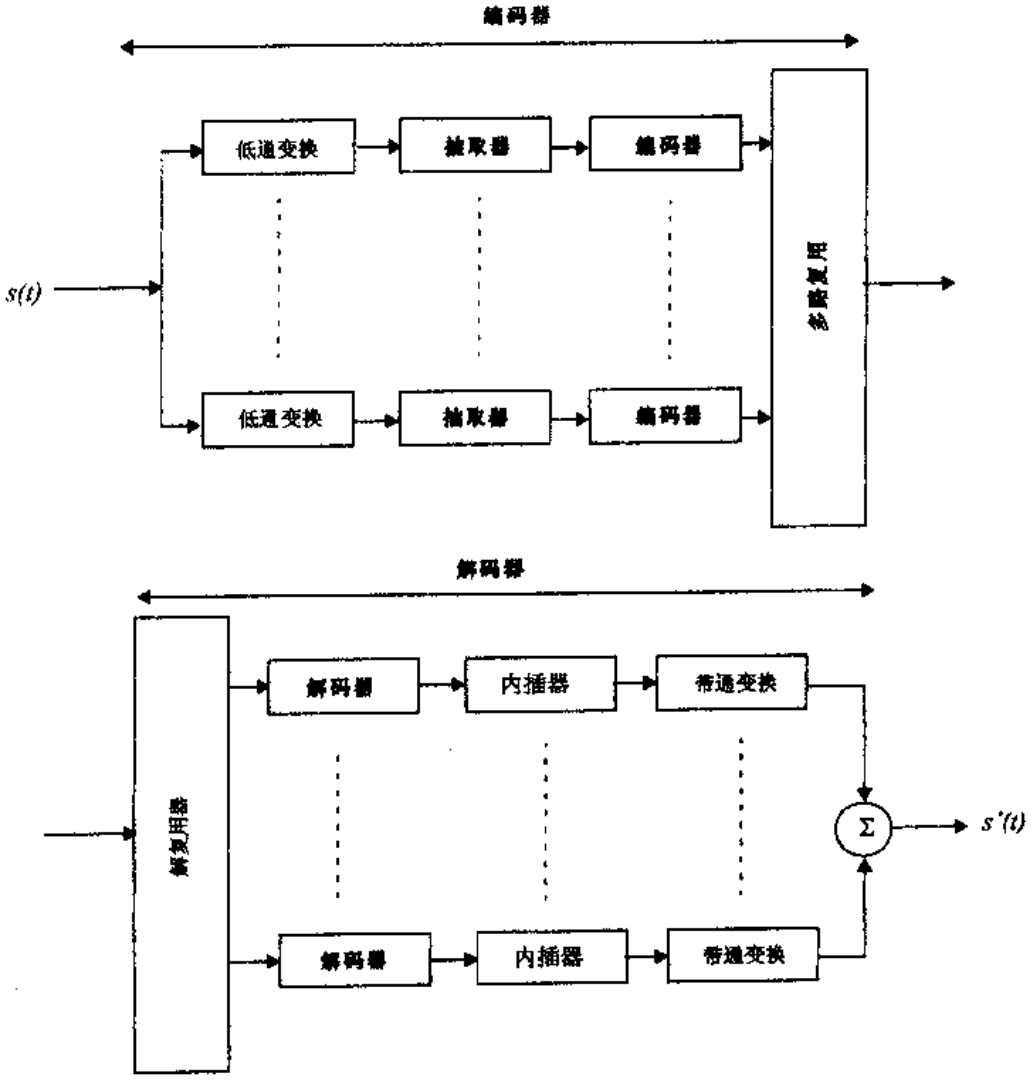


图 7.4　子带编码的编码和解码方框图

低通变换技术是直接的,并且利用了非交叠的带通滤波器组。然而,如果没有复杂的带通滤波器,这种方法将产生可感知的声音混迭现象。Estaban 和 Galand[Est77]提出了一种方案,它避免了这种现象,甚至对于不严格的子带分离也可以做到。正交镜像滤波器组(QMF),可以用于实现这个目的。通过设计一组满足某种对称条件的镜像滤波器,能够很好的消除混迭。这样,子带编码不需要运用高阶滤波器,就能很容易地实现。这种方法对于实时操作,具有相当的吸引力。因为滤波器级数的降低意味着计算量的下降和时延下降。

子带编码可用于比特率在 9.6kbps 到 32kbps 之间。在这个范围内,语音质量与同等比特率的 ADPCM 的质量相当。另外,考虑低比特率条件下的复杂性与相对语音质量,它在低于 16kbps 比特率时有优势。然而,子带编码与其他高比特率编码技术相比,在高比特率下其复杂度增加,因此它不适用于高于 20kbps 的比特率。CD-900 蜂窝电话系统运用子带编码进行语音压缩。

例 7.3

一个子带编码,语音带宽被分配为 4 个频带,下表给出了每个频带的频率范围以及每个频带的编码数目。假设不需要传送辅助信号,计算子带编码的最小编码速率。

子带号	频带(Hz)	编码比特
1	225 ~ 450	4
2	450 ~ 900	3
3	1000 ~ 1500	2
4	1800 ~ 2700	1

例 7.3 解

已知:

子带数 = N = 4

为了完全再生带通信号,必须以奈奎斯特速率也即 2 倍的信号带宽进行抽样,不同的子带要用以下的速率抽样:

子带 1 = 2 × (450 ~ 225) = 450 抽样/秒

子带 2 = 2 × (900 ~ 450) = 900 抽样/秒

子带 3 = 2 × (1500 ~ 1000) = 1000 抽样/秒

子带 4 = 2 × (2700 ~ 1800) = 1800 抽样/秒

总的编码速率:$450 \times 4 + 900 \times 3 + 1000 \times 2 + 1800 \times 1 = 8.3$kbps

7.5.2 自适应变换编码

自适应变换编码(ATC)[Owe93]是另一个频域技术,该技术已被成功地运用于比特率为 9.6kbps 到 20kbps 之间的语音编码。这是一个更加复杂的技术,它涉及语音波形加窗输入信号段的块变换。每个输入信号段通过一组变换系数表示,且分别量化和传输。在接收端,量化系数被反变换产生一个原始输入信号段的复制品。

一个常用的语音编码的变换是离散余弦变换(DCT)。一个 N 点序列 $x(n)$ 的 DCT 定义

为：

$$X_c(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)g(k)\cos\left[\frac{(2n+1)k\pi}{2N}\right] \quad k = 0,1,2,\ldots N-1 \qquad (7.11)$$

其中，$g(0)=1, g(k)=\sqrt{2}, k=1,2,\ldots,N-1$。反 DCT 定义为：

$$x(n) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} X_c(k)g(k)\cos\left[\frac{(2n+1)k\pi}{2N}\right] \quad n = 0,1,2,\ldots,N-1 \qquad (7.12)$$

实际条件下，DCT 和反 DCT 并不直接按上式实现，而是使用快速计算 DCT 的高效方法。

在大部分实际的变换编码方案中，在保持总的比特数不变的条件下，对不同系数，逐帧自适应地改变比特分配。通过随时间变化的统计值来控制动态比特分配，时变的统计值作为辅助信息传送，这需要 2kpbs 的开销。将被变换或反变换的 N 个抽样分别存储在发射机和接收机的缓存器中。辅助信息同样用来确定不同系数量化阶梯的大小。在一个实际系统中，辅助信息是对数能量谱的近似表示。典型值包括 L 个频率点，L 的范围为 15 ~ 20，通过对各组变换系数 $X(k)$ 的 N/L 个相邻平方值求平均得到。在接收端，用对数域的几何内插方法，从 L 点频谱得到的 N 点频谱。分配给每个变换系数的比特数与其相应的频谱能量成比例。

7.6 声码器

声码器是一类语音编码系统，它在发端分析语音信号，然后传输分析得到的参数，在接收端根据这些参数合成语音。所有的声码器系统在语音生成过程中，把信号建模为动态系统，并把系统中的某些物理约束量化，这些物理约束是语音信息的有限的描述。声码器比波形编码器要复杂，但能在传输比特率上得到较高的效益。它的缺点是缺乏稳定性，以及其性能是依赖于说话者。最流行的声码器系统是线性预测编码器，其他的还有信道声码器、共振峰声码器、倒频谱声码器、语音激励声码器。

图 7.5 给出了传统的语音生成模型，它是所有声码器的基础。由发声机制构成的“声源”，它与由声带滤波器构成的“系统”线性分开。语音信号分成两类：清音和浊音。浊音（“m”、“n”、“v”）是由声带类似周期性的振动产生的；清音（“f”、“s”、“sh”）是由气流通过一个物理约束，摩擦产生的。该模型的相关参数包括基音、调制滤波器的极点频率、以及相应的幅度参数。多数人语音的基音频率是低于 300Hz，从该信号提取信息是很困难的。与声道的共振频率相对应的称作语音的共振峰。对于成年人而言，共振峰集中在 500Hz、1500Hz、2500Hz、3500Hz。通过细致的调整语音生成模型的参数，可以合成高质量的信号。

7.6.1 信道声码器

信道声码器几乎是第一个实际的语音分析 - 合成系统。信道声码器是频域的声码器，它确定了许多频带语音信号的包络，抽样、编码后与其他滤波的输出编码一起多路输出。抽样在每 10ms 到 30ms 同步进行。每个频带的能量信息、语音清/浊音，以及基音频率一起传输。

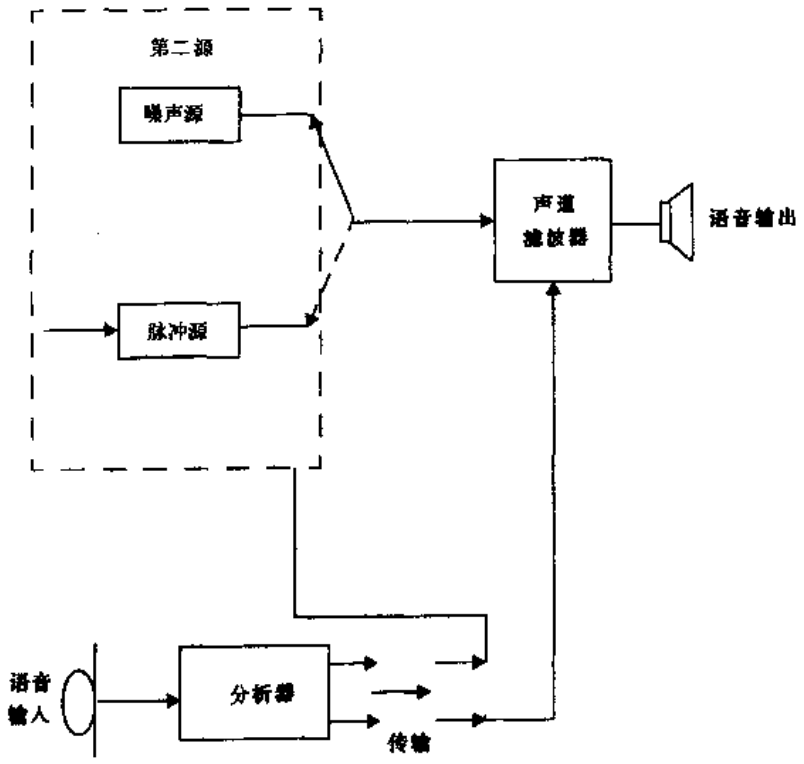


图 7.5 语音生成模型

7.6.2 共振峰声码器

在概念上,共振峰声码器与信道声码器类似。在理论上,共振峰声码器用的比特率可以比信道声码器小,因为它所用的控制信号少。共振峰声码器传送频谱包络的峰(共振峰)的位置,而不是传送功率谱包络的抽样。一个共振峰声码器为了表示语音,必须能够识别至少 3 个共振峰,并且必须控制共振峰的强度。

共振峰声码器可在低于 1200bit/s 以下再生语音。然而,由于从人们语音中精确计算共振峰的位置和共振峰转换成语声是很难实现的,所以它并不很成功。

7.6.3 倒频谱声码器

倒频谱声码器通过对数能量谱的反傅里叶变换生成信号倒频谱,分离激励和声道频谱。倒频谱中的低频系数相对于声道频谱包络;高频激励系数形成多个抽样周期内的一个周期性脉冲序列。线性滤波器用于分离激励系数和声音倒频谱系数。在接收端,声道倒频谱系数被傅氏变换,产生声道冲击响应。用一个合成激励信号(随机噪声或周期脉冲序列)与冲击响应卷积,可重新生成原信号。

7.6.4 语音激励声码器

语音激励声码器减少了基音提取以及语音判决操作。这个系统采用了一个低频带的 PCM 传输和高频信道编码的混合形式。通过提取、带通滤波,以及消除基带信号,产生一个能量分布在谐波处,并且频谱平坦的信号而再生语音。语音激励声码器工作在 7200bit/s ~

9600bit/s 之间，它的质量高于传统基音激励声码器。

7.7 线性预测编码

7.7.1 线性预测编码声码器

线性预测编码器(LPC)属于时间域声码器类。这类声码器从时间波形中提取重要的语音特征。LPC 声码器的计算是相当精确的，它在低比特声码器中最流行。采用 LPC，就可用 4.8kbps 传输高质量的语音和在更低的比特率上传输较低质量的语音。

线性预测编码系统把声道模拟成为一个全极点线性滤波器，其传输函数为：

$$H(z) = \frac{G}{1 + \sum_{k=1}^{M} b_k z^{-k}} \tag{7.13}$$

其中，G 是滤波器增益，z^{-1}表示一个单位时延。滤波器的激励可以是基音频率上的一个脉冲，也可以是随机白噪声，这取决于是清音还是浊音。可以用线性预测技术在时域上得到全极点滤波器的系数。预测原理与 ADPCM 中所用的原理相似。然而，线性预测编码系统传输的只是误差信号(预测波形与实际波形之间的差别)中有选择的特征，而不是传输误差信号的量化值。参数包括增益因子、基音信息、清/浊音判别。由此可得到正确误差信号的近似。这个误差值是解码器的激励信号。在接收端，用收到的预测系数来设计合成滤波器。实际上，许多线性预测编码器传送的滤波系数已经表达了误差信号，可以直接被接收端合成。图 7.6 给出了线性预测编码系统的方框图[Jay86]。

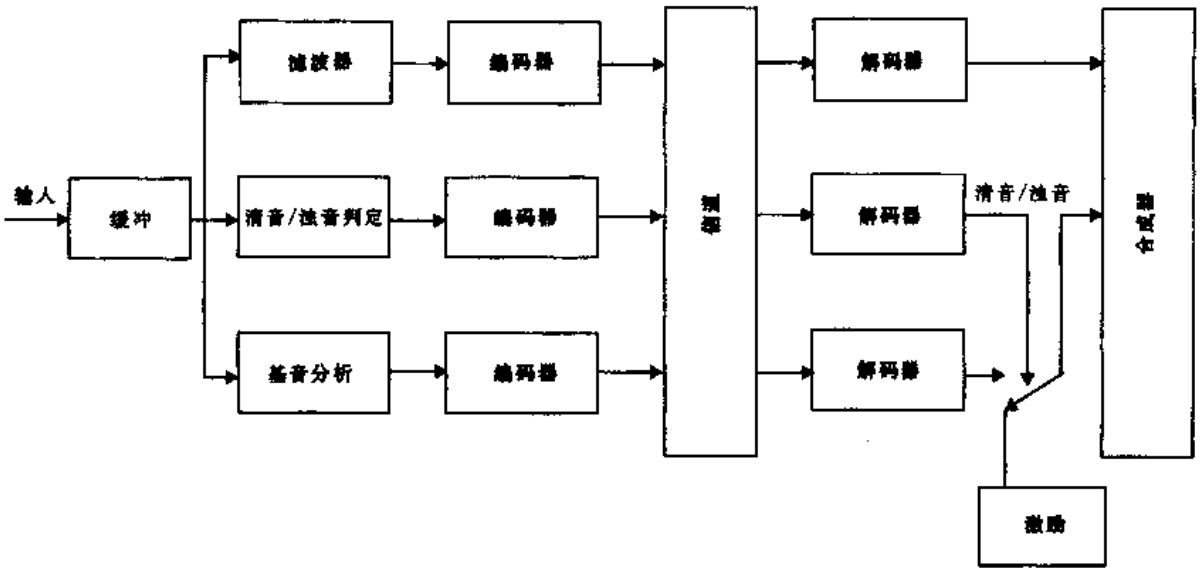


图 7.6 一个 LPC 系统方框图

预测器系数的确定——线性预测编码器用前 P 个抽样值的加权和来估计当前值，P 的典型值在 10～15 范围内。运用该技术，当前抽样值 S_n 可认为是前面的抽样值 S_{n-k}的线性和，即：

$$s_n = \sum_{k=1}^{P} a_k s_{n-k} + e_n \tag{7.14}$$

其中 e_n 是预测误差(余值)。通过计算预测系数,使得在误差信号中平均能量 E 最小化,E 表达了预测信号与实际信号幅度的差别。

$$E = \sum_{n=1}^{N} e_n^2 = \sum_{n=1}^{N} \left(\sum_{k=0}^{p} a_k s_{n-k} \right)^2 \tag{7.15}$$

其中 $a_0 = -1$。典型的误差是在 10ms 的时间窗内计算,相应的 $N = 80$。为了使对应于 a_m 的 E 最小化,需要偏导数为 0。

$$\frac{\partial E}{\partial a_m} = \sum_{n=1}^{N} 2 s_{n-m} \sum_{k=0}^{p} a_k s_{n-k} = 0 \tag{7.16}$$

$$= \sum_{k=0}^{p} \sum_{n=1}^{N} s_{n-m} s_{n-k} a_k = 0 \tag{7.17}$$

里面的和值可以认为是相关系数 C_{rm},这样上式可以表达为:

$$\sum_{k=0}^{p} C_{mk} a_k = 0 \tag{7.18}$$

在确定相关系数 C_{rm} 后,可以用式(7.18)确定预测系数,常把式(7.18)表达为矩阵形式,可以运用矩阵反变换来求预测系数。目前已经形成了一系列算法提高预测系数的计算效率。通常为了正确表达,必须每个系数用 8 到 10 比特,所以预测系数并不直接编码。因为反射系数(一个密切相关的参数)的动态范围较小,所以传输反射系数所要求的精度可以降低。每个反射系数用 6 比特就足够了。这样对于一个 10 阶预测器,分配给每帧模型参数的总比特数是 72 比特,其中包括 5 比特的增益参数,6 比特的基音周期。如果每 15ms 到 50ms,估计一次参数,所得的最后比特率为 2400bps 到 4800bps 之间。在编码前通过对系数进行非线性变换可以改善反射系数对量化误差的敏感性。这可以通过对数面积比(LAR)变换完成,即是反放射系数 $R_n(k)$ 的反双曲正切映射。

$$LAR_n(k) = \tanh^{-1}(R_n(k)) \log_{10}\left[\frac{1 + R_n(k)}{1 - R_n(k)}\right] \tag{7.19}$$

在接收端,不同的 LPC 方案再生误差信号(激励)的方法是不同的。三个不同的方法如图 7.7 所示。第一个是最流行的方法。在接收端运用两个信号发生器,一个为白噪声,另一个为以当前基音速率为周期的一系列脉冲。选择激励方法是根据在传输端所作的清/浊音判定,以及在接收端所得到的与其他信息一起传输的清/浊音判定。在传输器中提取基音频率信息的技术要求是很难的,并且加上激励脉冲的谐波成分之间的相位相干性,常常产生合成语音中的蜂鸣声。这个问题在其他两个方法内得到缓解,这两个方法是:多脉冲激励 LPC、随机或码激励 LPC。

7.7.2 多脉冲激励 LPC

Atal 指出[Ata86],无论脉冲定位得多好,每个基音周期用一个脉冲激励都会产生听觉上的失真。因此,他建议用多于一个的脉冲,典型值为一个周期 8 个脉冲,并且顺序地调整每个脉冲的位置和幅度,使得频域上加权均方差最小化。这个技术称为多脉冲激励 LPC(MPE-LPC),这将会产生更好的语音质量。不仅是因为每个基音周期存在多个脉冲,使其更易估计

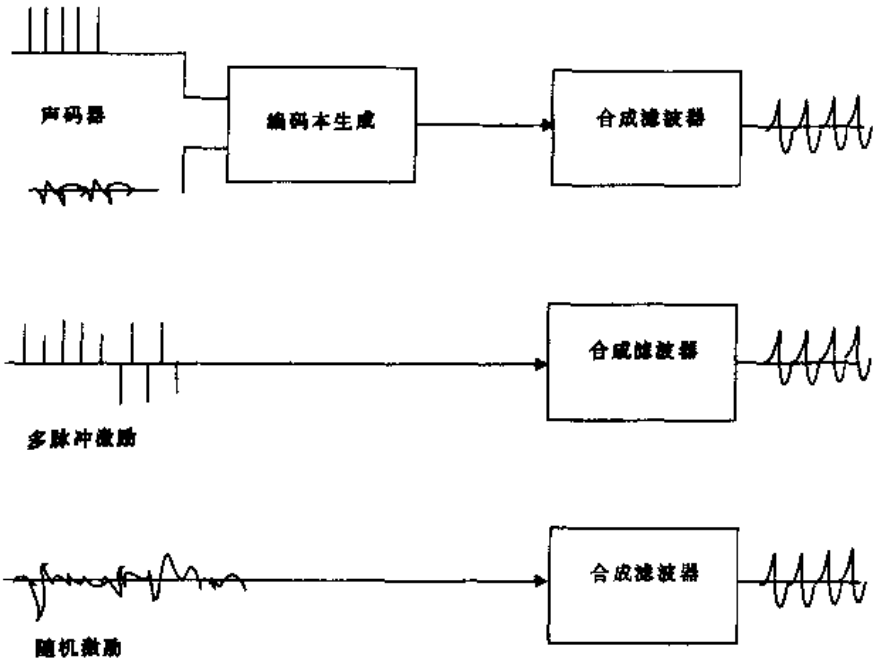


图 7.7 LPC 激励方法

预测差值,而且因为多脉冲算法不需要检测基音。通过一个线性滤波器与合成器中一个基音环路,所用的脉冲数量将会减少,特别在高频部分。

7.7.3 码激励 LPC

在这种方法中,编码器和解码器有一个随机(0 均值白色高斯分布)激励信号的预定编码本[Sch85b]。对于每一个语音信号,发射机查找每个随机信号的编码本,寻找一个索引,当把该索引对应的信号用作 LPC 滤波器的激励时,生成的语音在听觉上感觉最合适。发送端传输所找到的最合适的索引。接收端用这个索引来选择合成滤波器正确的激励信号。码激励 LPC(CELP)编码器是相当复杂的,需要每秒多于 5 亿次乘、加运算。它们甚至在激励的编码速率为每抽样只有 0.25 比特的前提下,都可以获得高质量。这个编码器可以传输比特率低于 4.8kbps 的信号。

图 7.8 解释了选择最佳激励信号的过程。这个过程可以通过一个例子来解释。考虑 5ms 的语音组,抽样频率为 8kHz,每组包括 40 个语音抽样。每个抽样 1/4 比特的比特速率对应于每组 10 个比特。这样,每组就有 $2^{10}=1024$ 种可能序列。每个编码本的元素提供了激励信号的 40 个抽样值,以及一个每 5ms 变换一次的比例因子。抽样在比例因子作用后,顺次通过两个递归滤波器,它引入语音的周期性和调整了频谱包络。在第二个滤波器输出端的再生语音抽样,与原始信号的抽样进行对比形成差分信号。这个差分信号表示再生语音信号的客观误差。通过一个线性滤波器作进一步地处理,对听觉上重要的频率予以加强,在听觉上不太重要的频率予以减弱。

虽然计算量要求很高,但 DSP 和 VLSI 技术进一步发展,使得 CELP 编解码器的实时执行成为可能。QUALCOMN 公司运用变速率(1.2kbps 到 14.4kbps)的 CELP 编解码器,提出 CDMA 数字蜂窝标准(IS-95)。在 1995 年,QUALCOMN 公司提出了 QCELP13,一个 13.4kbpsCELP 编解码器在 14.4kbps 速率信道上运行。

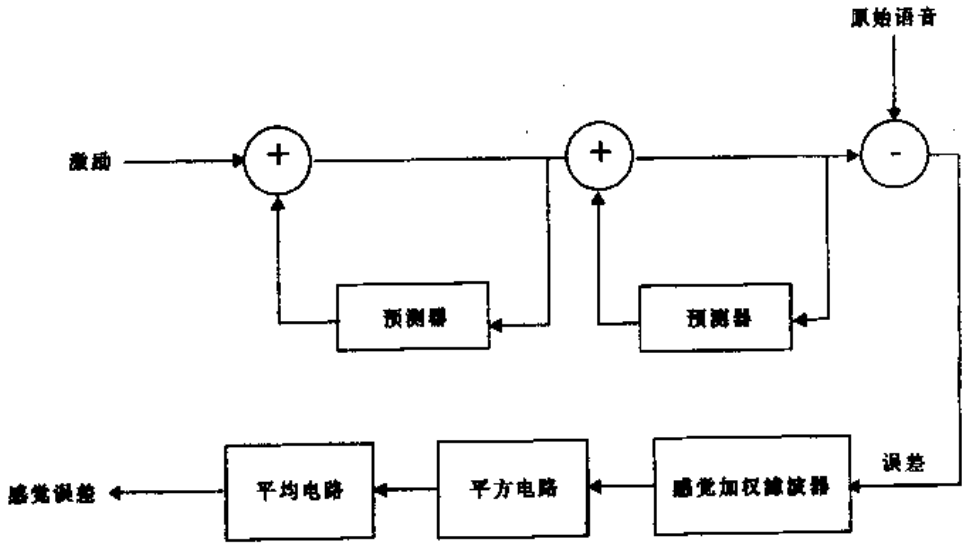


图 7.8 CELP 编码本搜索方框图

7.7.4 剩余激励 LPC

剩余激励 LPC(RELP)与波形编码器中 DPCM 技术有关[Del93]。在这类 LPC 编码器中，对从一个语音帧提取的模型参量(LP 参数或相关参数)与激励参数(清/浊音判定、基音、增益)估计后，然后在发射机中合成语音，接着从原始信号中减去，从而形成一个剩余信号。剩余信号被量化、编码，与 LPC 模型参量一起传输到接收端。在接收端，剩余误差信号加到运用模型参量生成的信号中，合成一个原始语声信号的近似值。因为加入剩余误差，合成语音的质量改善。图 7.9 给出了一个简单的 RELP 编解码器的方框图。

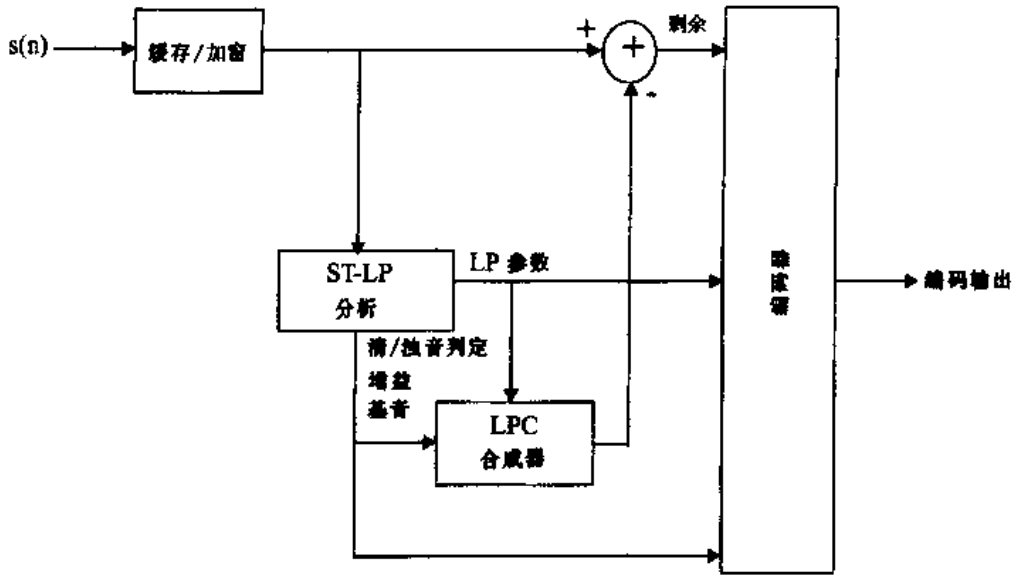


图 7.9 RELP 编码器方框图

7.8 选择移动通信语音编解码器

选择正确的语音编解码器是设计一个数字移动通信系统重要的一步。因为可利用的带宽

是有限的,这就需要压缩语音,使系统容纳最多的用户。必须在压缩后的语音质量与整个系统的花费和容量之间寻找一个平衡点。还必须考虑其他准则,如端到端编码时延、编码器的算法复杂性、所需的直流功率、与已存在的其他标准兼容,以及语音编码对传输误码的稳固性。

如第 3 章和第 4 章提及,移动通信信道主要受传输媒质影响的不利因素包括:衰落、多径和干扰。语音编解码器对传输误差要有足够的稳固性,是很重要的。依靠所用的技术,不同的语音编码器对传输误差有不同程度的稳固性。例如,在相同的误码率下,40kbps 自适应增量调制(ADM)要比 56kbps 对数 PCM 要好。这并不说明降低比特速率,能增加编码器对传输误差的稳定性。在另一方面,因为用越来越少的比特率表达语音信号,每比特信息增加,这样需要更多地保护。低比特率声码器类编解码器把声道和听觉机制按参数模型化,某些比特携带的一些重要信息的损失将导致不可接受的畸变。当传输低比特率编码语音时,根据每个比特对听觉影响程度以及它们对于误差的灵敏程度分组,这是相当重要的。根据它们对听觉影响程度的不同,每一组通过不同的前向纠错(FEC)编码器,提供了不同程度的误码保护。

语音编码器的选择也依靠于小区的大小。当小区足够小,可通过频率复用来获得高的频谱利用率,这样运用一个简单的高速语音编解码器就足够了。在无绳电话系统中,如 CT2 和 DECT,它们用很小的小区(微小区),甚至无需信道编码和均衡,仅运用 32kbpsADPCM 编码器就能获得可接受的性能。在用大的小区和低质量话音通道的蜂窝系统条件下,蜂窝系统需要纠错编码,这样语音编解码器需在低比特率下运用。在移动卫星通信中,小区足够大,而可用带宽很小,为了容纳用户,语音速率必须为 3kbps 等级,而且要运用声码器技术。

多址接入技术的运用,作为一个决定系统频谱效率的重要因素,强烈影响了语音编解码器的选择。美国数字 TDMA 蜂窝系统(IS-54)运用 8kbpsVSELP 语音编解码器,将模拟系统(AMPS)的容量提高了 3 倍。由于 CDMA 系统内部固有的抗干扰能力和加宽带宽的能力,所以可以运用低比特率语音编解码器,而无须考虑对于传输误差的稳固性。传输误差可以用强大的 FEC 编解码器纠正。在 CDMA 系统中,运用 FEC 编解码器并不会严重影响带宽效率。

所用调制的种类也影响了语音编解码器的选择。例如运用频带效率高的调制方案,可以降低对于低比特率语音编解码器的要求。表 7.1 给出了一系列用于不同的数字移动通信系统语音编解码器的类型。

表 7.1　用于各种移动通信系统的语音编码器

标　准	服务类型	所用的语音编码类型	
			比特率(kbps)
GSM	蜂窝	RPE-LTP	13
CD-900	蜂窝	SBC	16
USDC(IS-54)	蜂窝	VSELP	8
IS-95	蜂窝	CELP	1.2,2.4,4.8,9.6
IS-95 PCS	个人通信系统	CELP	14.4
PDC	无绳	VSELP	4.5,6.7,11.2
CT2	无绳	ADPCM	32
DECT	无绳	ADPCM	32

续表

标　准	服务类型	所用的语音编码类型	
			比特率(kbps)
PHS	无绳	ADPCM	32
DCS-1800	个人通信系统	RPE-LTP	13
PACS	个人通信系统	ADPCM	32

例 7.4

一个数字移动通信系统,有一个前向信道频率带宽为 810MHz 到 826MHz,一个反向信道带宽为 940MHz 到 950MHz。假设 90%的带宽用于语音业务通道。用 FDMA,至少支持 1150 个同时呼叫。调制方案的频谱效率为 1.68bps/Hz。假设信道恶化需要用比率为 1/2 的 FEC 编码。找出用于该系统的语音编码器传输比特率的上限。

例 7.4 解

整个可用的语音信道的带宽 = 0.9 × (826 - 810) = 14.4MHz

用户数 = 1150

这样,最大的语音通道带宽 = 14.4MHz/1150 = 12.5kHz

频谱效率 = 1.68bps/Hz

这样,最大的信道数据率 = 1.68 × 12500bps = 21kbps

FEC 编码比率 = 0.5

这样,最大的净数据率 = 21 × 0.5kbps = 10.5kbps

这样,我们需要的语音编码器的数据率等于或小于 10.5kbps。

例 7.5

语音编码器输出的不同比特对信号质量有不同程度的重要性。语音编码是在 20ms 时间段的抽样上完成(编码器输出 260bit)。在每一组中头 50 个编码比特(类型 1)是最重要的,这样,为了防止信道误差的干扰,用 10 个 CRC 比特保护,以及一个 1/2 比率的 FEC 编码器卷积编码。下一个 132 比特(类型 2)添加 5 个 CRC 比特,最后 78 比特(类型 3)没有差错保护。计算总的可用信道数据率。

例 7.5 解

每 20ms 传输的类型 1 信道比特数为:(50 + 10) × 2 = 120bit

每 20ms 传输的类型 2 信道比特数为:132 + 5 = 137bit

每 20ms 传输的类型 3 信道比特数为:78bit

每 20ms 传输的总的信道比特数为:120 + 137 + 78 = 335bit

这样,总的信道比特率为:$335/(20 \times 10^{-3}) = 16.75$kbps

7.9 GSM 编解码器

在全欧洲数字蜂窝标准 GSM 语音编码器曾有一个很长的名字:规则脉冲激励长期预测编解码器(RPE-LTP)。这个编解码器的净比特率为 13kbps。该编解码器在与各种编码器一起进行主观测试后被选中[Col89]。

RPE-LTP 编解码器[Var88]结合了早期法国提出的基带 RELP 编解码器的优点与德国提出的多路脉冲激励长期预测(MTP-LTP)编解码器的优点。基带 RELP 编解码器的优点是它以低复杂度提供了良好的语音质量。由于高频率再生中音调噪声的引入和在传输过程中误码的引入,所以 RELP 编解码器的语音质量是有限的。在另一方面,MPE-LTP 技术以高复杂度换取优秀的语音质量,且不易受信道误码的影响。通过修改 RELP 编解码器并且与 MPE-LTP 编解码器的某些特征相结合,净比特率从 14.77kbps 降至 13kbps,而没有质量损失。最重要的修正是增加一个长期预测环路。

GSM 编解码器相对复杂、功耗大。图 7.10 给出语音编码的框图[Ste94]。编码器包括 4 个主要处理模块。语音序列首先是预加重,排列成 20ms 的分段,然后是汉明加窗。紧接着的是短期预测(STP)滤波分析,即计算反射系数 $r_n(k)$的对数面积比 LAR(8 个)。8 个 LAR 参数有不同的动态范围和概率分布函数,这样它们不用同样的比特数进行编码。为了误差 e_n 最小化,LAR 参数也同样用 LPC 反滤波器解码。

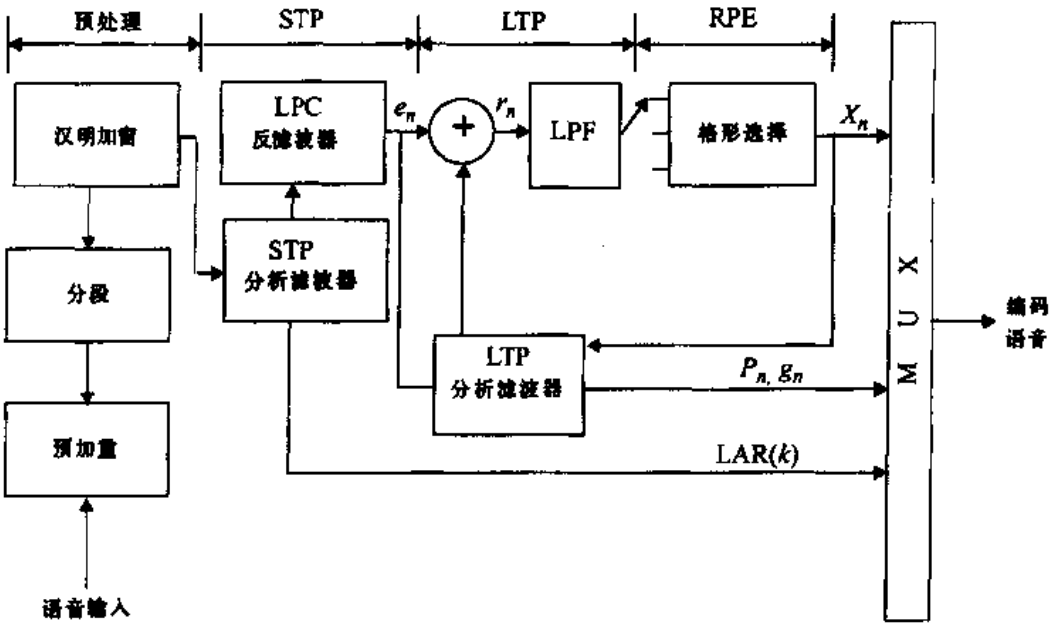


图 7.10 GSM 语音编码方框图

LTP 分析包括寻找基音周期 p_n 和增益因子 g_n,使得 LPC 差值 r_n 最小化。LTP 通过判决时延值 D,提取基音。D 使当前 STP 误差抽样 e_n 和前一个的误差抽样 e_{n-k}之间的互相关性最大化。以 3.6kbps 速率对提取的基音 p_n 和增益 g_n 编码。LTP 差值 r_n,经加权和分解,成为 3 个候选激励序列。分析这些序列的能量,选择其中能量最高的一个来表示差值。激励序列中的脉冲用最大值归一化、量化,然后用 9.6kbps 传输。

用图 7.11 为 GSM 语音解码器的方框图[Ste94]。它包括了 4 个框图,解码器与编码器所执

行的操作互补。接收的激励参数通过 RPE 解码，再通过 LTP 合成滤波器，LPT 合成滤波器是用基音和增益参数来合成长期信号。运用接收的反射系数，执行短期合成来再生原始语音信号。

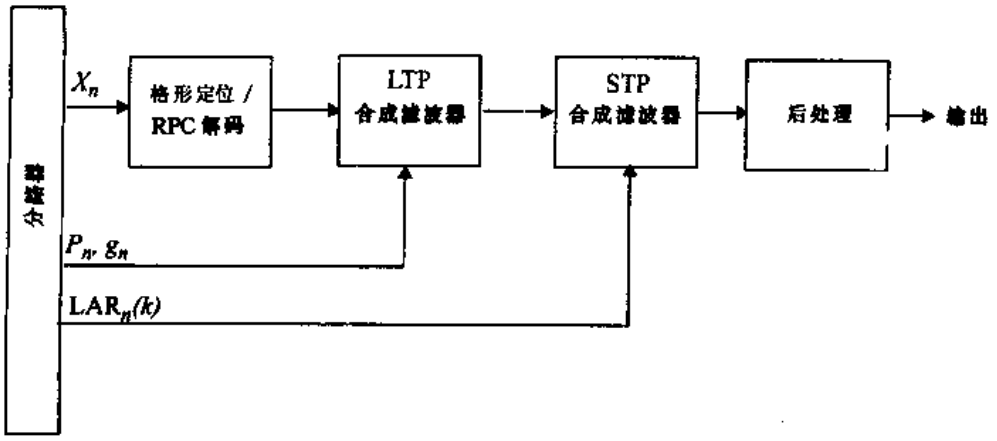


图 7.11　GSM 语音解码器方框图

根据比特的重要性，编码器每输出 260 个比特(如 20ms 语音组)进行一次分级，分成每组 50 比特、132 比特、78 比特。第一组非常重要，称作 Ia 类比特；下一个 132 比特，比较重要称作 Ib 类；最后 78 比特，称 Ic 类。因为 Ia 类比特对语音质量影响最大，它增加检错 CRC 比特。对 Ia 和 Ib 比特都进行前向纠错差积编码。最不重要的 Ic 类比特没有纠错和检错。

7.10　USDC 编解码器

美国数字蜂窝系统(IS-54)运用矢量和激励线性预测编码(VSELP)。该编码器的原始数据率为 7950bit/s 的速率，在信道编码后总的数据率为 13kbps。VSELP 编解码器是通过公司

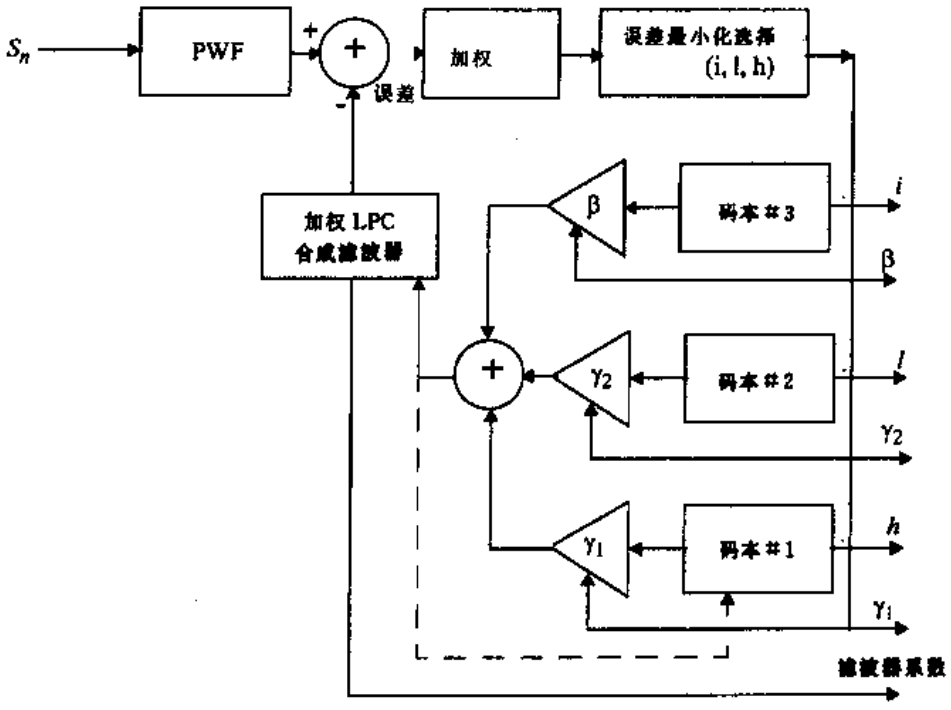


图 7.12　USDC 语音编码方框图

之间的合作发展起来的。在深入的测试以后,摩托罗拉公司的方案被选择为语音编码标准。

VSELP语音编码器是一个 CELP 类型编码器的变形。这类编码器的设计目标是中等计算复杂度,以及对信道误码稳固和优秀的语声质量。VSELP 编码器码本是按预定义结构组织的,这样可以避免盲目搜索,可以明显减少寻找最佳码字所需要的时间。这个编码方法在维持中等复杂度的条件下,提高了语音质量和对信道误码的稳固性。

图 7.12 给出了 VSELP 编码器的方框图。8kbpsVSELP 编解码器利用了 3 个激励源,一个来自长期("基音")预测状态,或来自适应码本。第二个和第三个来自 2 个 VSELP 激励码本。这些 VSELP 的码本包括了 128 个矢量的等效形式。这 3 个激励序列通过它们与相应增益相乘,然后再相加,最后得到一个合并激励序列。在每一个子帧后,合并激励序列用来更新长期滤波器状态(自适应码本)。合成滤波器是 10 阶 LPC 全极点滤波器直接式。LPC 系数每 20ms 帧进行一次编码,每 5ms 子帧进行一次更新。抽样速率为 8kHz,一个子帧的抽样数是 40。解码器如图 7.13 所示。

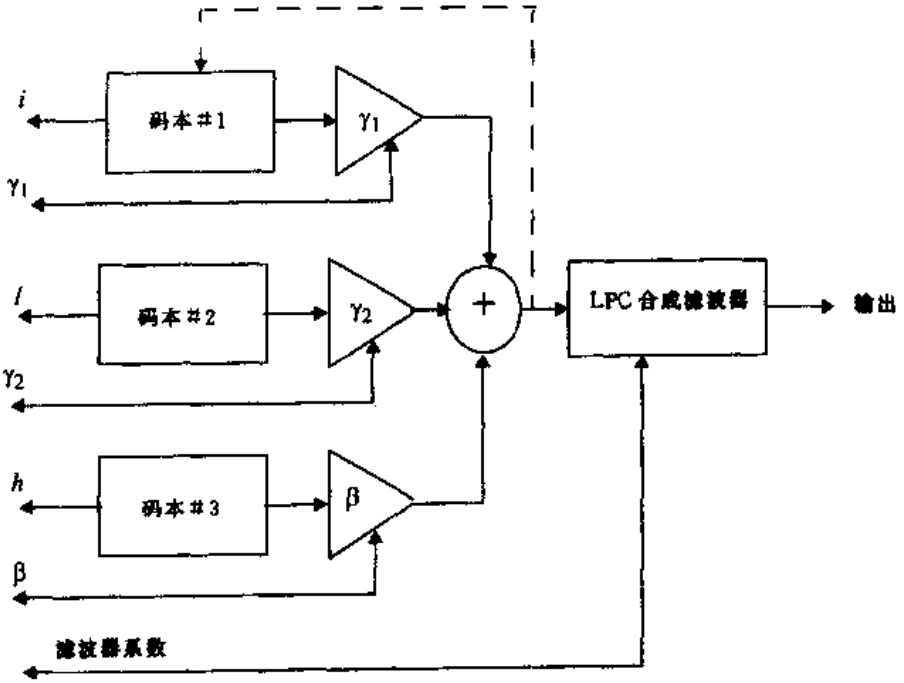


图 7.13 USDC 语音解码器的方框图

7.11 语音编码器的性能评估

根据语音编码器保证信号质量的能力,有两种方法来估计语音编码器的性能[Jay84]。客观检测可以给出再生语音与原始语音近似程度的一个定量值。客观检测的例子有:均方误差(MSE)畸变、频率加权 MSE、分段信噪比(SNQ)、清晰度指数。客观检测对编码系统的最初设计和仿真是有用的,它没有必要给出像人的耳朵感觉语音质量那样精确的指示。因为听者才是对语音质量的最后判决,所以客观测试与主观试听测试组成了语音编码器评估的一个完整部分。

主观试听的执行过程是:让人们在听了语音样本之后,辨别语音质量。语音编码器高度依靠听者,这是因为质量评价是随听者的年龄、性别、讲话的语速,以及其他因素变化的。为模拟

真实条件,主观试听在不同的条件下进行,如噪音中、多个讲话者等等。这些测试的结果是根据整体质量、听者的努力程度、可懂性、自然度等因素确定的。可懂性测试是听者区分字的能力。诊断节奏试验(DRT)是一个很流行的测试。在这个测试中,让听者区分一对声音相近的词,如"those-dose"。典型的 DRT 测试的正确百分率为 75~90。诊断可接受(DAM)是另一个评估语音编码系统可接受性的测试。所有这些测试结果,是很难定等级的。这样就需要一个参考系统。最流行的且广泛使用的区分等级的系统是平均意见评分或称 MOS 定级。这是一个 5 级评价系统,每级有一个标准化的描述:很差、差、一般、好、很好。表 7.2 列出了平均意见评分定级系统。

表 7.2 MOS 质量评估

质量指标	分数	听力指标
很好	5	不需努力
好	4	不需很大努力
一般	3	中等努力
差	2	相当大努力
很差	1	以很大的努力,但不能理解意思

对语音编码器最困难的情形之一是:数字语音编码信号从移动站传输到基站,然后被解调为一个模拟信号;这个模拟信号编码后作为数字信号在有线线路或无线线路上转播。这个情况称为汇接信令,常常会增大原来在基站接收的误码率。汇接信令很难得到保护,但在语音编码的评估中,这是一个很重要的评估准则。因为无线系统扩展过程中,需要大量的移动到移动的通信,这样的连接至少包括两个独立的受噪声干扰的汇接。

基本上,语音编码器的 MOS 定级,随着比特率的降低而降低。表 7.3 给出了一些最流行的语音编码性能的 MOS 记分。

表 7.3 编码器性能

编码器	MOS
64kbps PCM	4.3
14.4kbps QCELP13	4.2
32kpbs ADPCM	4.1
8kbps ITU-CELP	3.9
8kbps CELP	3.7
13kbps GSM	3.54
9.6kbps QCELP	3.45
4.8kbps CELP	3.0
2.4KBPS LPC	2.5

问题与练习

7.1 对于一个 8bit 均匀量化器范围为(-1V,1V),决定量化器量化台阶的大小。假如信号是一个正弦信号,它的幅值占了全部范围,计算量化信噪比。

7.2 推出一个量化信噪比是比特数函数的通用表达式。

7.3 对于一个 μ 律压扩器，其 $\mu = 255$，以输入电压的大小为变量，绘出输出电压。假如用于压扩器的输入电压为 0.1，输出电压为多少？假如输入电压为 0.01，输出为多少？假设压扩器最大输入为 1V。

7.4 对于一个 A 律压扩器，其 A = 90，以输入电压的大小为变量，绘出输出电压。假如用于压扩器的输入电压为 0.1V，输出电压为多少？假如输入电压为 0.01V，输出为多少？假设压扩器最大输入为 1V。

7.5 为了在接收端恢复信号，使之成为相对正确的值，一个压扩器依靠语音压缩和语音扩张(反压缩)。和压缩器相比较，扩张器有一个相反特性。确定问题 7.3 和 7.4 中对于语音压缩的正确压缩器特性。

7.6 一个语音信号的幅度 pdf 是以 0 均值高斯过程、标准偏差 0.5V 为特征的。对于这样的量化器，假设量化电平是以 0.25V 均匀量化的，确定一个 4 比特量化器的输出均方误差畸变。设计一个非均匀量化器，使得均方误差畸变最小，并判定畸变等级。

7.7 一个子带语音编码器分配 5bit 在听觉频域 225Hz 到 500Hz 之间，分配 2bit 在 500Hz 到 1200Hz 之间，分配 2bit 在 1300 到 3kHz 之间。假设子带语音编码的输出运用比率为 3/4 的卷积编码器。决定信道编码的输出数据比特率。

7.8 列出 4 个在移动通信中影响选择语音编码器的重要因素。详细说明对不能同时兼顾的因素的权衡。以你的意见，列出因素等级顺序，并阐述你的意见。

7.9 Deller 与 Proakis 教授和 Hensen 合作了题为"语音信号的离散时间处理"的深入测试。作为这个工作的一部分，他们在互联网上生成一个"ftp"站点，它包括了多种语音文件。浏览该站点和下载一些文件，文件中有许多语音编码。报告你的发现，并指出你找的哪些文件最有用。进入密西根大学的 ftp 站点，并执行以下步骤：

(1)键入 ftp jojo.ee.msu.edu

(2)键入 cd \ DPHTEXT

(3)键入 get README.DPH，从而得到指示和文件描述。

(4)键入 quit，从而退出 ftp，然后读在 README.DPH 上的材料。

7.10 标量量化计算程序。一个随机变量数据序列 (X_i)，每个 $X_i \sim N(0,1)$ 满足一个高斯分布，且均值为 0，方差为 1。构造一个标量量化器，以速率为 3bit/抽样值进行量化(这样有 8 个量化电平)。运用通用 Lloyd 算法来确定量化台阶。以一个 250 个抽样值序列来测试该量化器。你的解包括：

8 个量化电平的列表；

让一个 10 000 抽样值的序列通过量化器，从而计算量化器的均方误差畸变；

对于一个比率为 3 的标量量化器，计算理论上的均方误差畸变的下限。

7.11 矢量量化计算程序。一个随机变量数据序列 (X_i)，每个 $X_i \sim N(0,1)$ 满足一个高斯分布，且均值为 0，方差为 1。构造一个两维矢量量化器，以速率为 3bit/抽样值进行量化(这样有 $8 \times 8 = 64$ 个量化电平)。运用通用 Lloyd 算法来确定量化台阶。以一个 1200 矢量(2400 抽样值)序列来测试该量化器。你的解包括：

64 个量化矢量的列表；

让一个 10 000 矢量(2400 个抽样值)的序列通过量化器，从而计算量化器的均

方误差畸变；

对于一个比率为 3 的大维数量化器，计算理论上的均方误差畸变的下限。

7.12 相关抽样矢量量化。考虑一系列随机变量 $\{X_i\}$ 和 $\{Y_i\}$，其中，$X_i \sim N(0,1)$，$Y_i \sim N(0,1)$，

$$Y_{i+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} Y_i + \frac{1}{\sqrt{2}} X_i$$

结果，在系列 $\{Y_i\}$ 的每一个 Y_i 为一个 0 均值和方差为 1 的高斯分布，但抽样值是相关的(这是一个高斯-马尔科夫源的简单例子)。现在作一个二维矢量量化器，以 3bit/抽样值量化每个抽样。运用通用 Lloyd 算法确定量化矢量。用一个 1200 矢量(2400 抽样值)序列测试你的量化器。你的结果应包括：

64 个量化矢量的列表；

运行一个 10 000(20 000 抽样)序列通过你的量化器，计算你的量化器的均方误差畸变。当检测序列的长度变化时，将会怎样？当 Y_i 之间相对相关值变化时会怎样？当矢量量化器维数变化会怎样时？

第 8 章　无线通信多址技术

多址方式允许许多移动用户同时共享有限的无线频谱。需要分配有效带宽(或者有效信道)给多个用户来获得高系统容量。对于高质量的通信,这一点必须做到,并且必须保证不导致系统性能的降低。

8.1　概述

在无线通信系统中,可以让用户在发送信息给基站的同时,接收从基站来的信息。例如,在常规电话系统中,讲和听可能是同时进行的,这种被称作双工的方式通常在无线电话系统中也是需要的。用频域技术或时域技术都可能做到双工。频分双工(FDD)为每一个用户提供了两个确定的频率波段。前向波段提供从基站到移动台的传输,而反向波段提供从移动台到基站的传输。在 FDD 中,任何双工信道实际上都由两个单工的信道组成。利用在用户和基站里的称为双工器的设备,允许同时在双工信道上进行无线发射和接收。前向信道和反向信道的频率分隔在整个系统中是固定的,不管正在使用的是不是特殊的信道。时分双工(TDD)是用时间而不是频率来提供前向链路和反向链路。如果前向时隙和反向时隙之间的时间分隔很小,那么对于数据的发送和接收,用户看起来就是同时的。图 8.1 说明了 FDD 和 TDD 技术。TDD 允许在一个信道上通信(与需要两个单工或专用信道相反)并且由于不需要双工器而简化了用户设备。

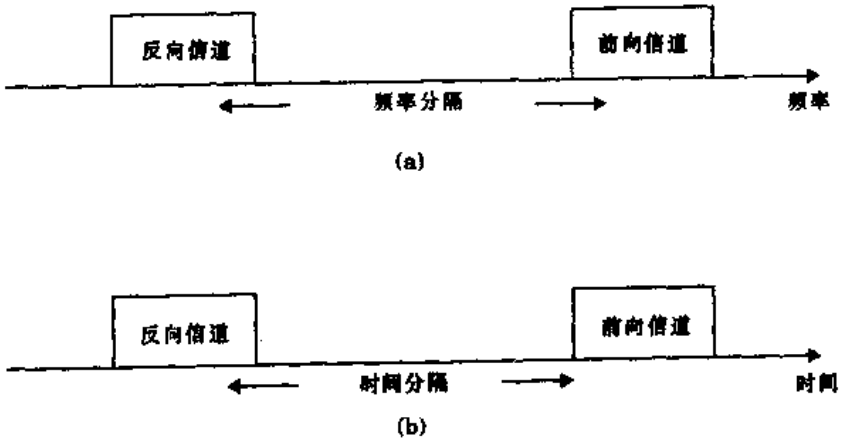


图 8.1　(a) FDD 在同一时间提供两个单工信道;(b) TDD 在同一频率提供两个单工时隙

在 FDD 和 TDD 的方法之间可以有一些折衷。FDD 适用于为每个用户提供单个无线频率的无线通信系统。因为每个收发机同时地发送和接收相差大于 100dB 的无线信号,所以必须谨慎地分配用于前向信道和反向信道的频率,使其与占用这两个波段之间频谱的其他用户保持协调。而且,频率分隔必须适用于不太昂贵的射频(RF)设备。TDD 使每一个收发机在同一频率上要么作为发送机要么作为接收机运行,而且消除了单独前向和反向频率波段的需要。然而,接收和发送之间存在着一段潜在时间间隔。

8.1.1 多址技术概述

频分多址(FDMA),时分多址(TDMA)和码分多址(CDMA)是在无线通信系统中共享有效带宽的三个主要接入技术。依据有效带宽是怎样分配给用户的,可以把这些技术分为窄带系统和宽带系统。通常把多址系统的双工技术和特定的多址模式一起描述,如下所述。

窄带系统——用术语'窄带'指单个信道的带宽同所期望的信道的相干带宽相一致。在一个窄带多址系统中,有效无线频谱被划分为许多窄带信道。信道通信按 FDD 双工技术运行。为了把在每个信道上的前向和反向链路之间的干扰减到最小,应把频率分隔在频谱范围内,使其尽可能的大,而且在每一个用户单元中使用不昂贵的双工器和普通收发机天线。在窄带 FDMA 中,指定分给每个用户一个不与临近地区其他用户共享的特定信道,并且应用 FDD 双工技术(即每个信道有一个前向和反向链路),则这个系统就叫做 FDMA/FDD。另一方面,窄带 TDMA 允许用户共享同一信道,但是在信道上一个周期中分配给每一个用户唯一的时隙,因此最终在一个信道上分隔开了用户。对于窄带 TDMA,分配的信道通常要么用 FDD 技术要么用 TDD 技术,并且每一共享的信道都用 TDMA 方式。这样的系统被称为 TDMA/FDD 接入系统或者 TDMA/TDD 接入系统。

宽带系统——在宽带系统中,一个信道的发射带宽比这个信道的相干带宽宽得多。因此,宽带信道中多径衰落并不会很大地影响接收信号,并且频率选择衰落仅仅发生在信号带宽的一小部分中。在宽带多址系统中,允许用户在频谱的很大范围内发送。也允许许多发射机在同一信道上发送。TDMA 在同一信道上分配时隙给许多发射机,并且仅允许一个发射机在某一时隙占用信道,而扩频 CDMA 允许所有发射机在同一时间占用信道。TDMA 和 CDMA 系统可以使用 FDD 和 TDD 多路复用技术的任何一个。

除了 FDMA,TDMA 和 CDMA,还有两种多址模式用于无线通信。它们是分组无线电(PR)和空分多址(SDMA)。在这一章。我们要讨论上面所提到的多址接入技术,以及在数字蜂窝移动通信系统中它们的性能和容量。表 8.1 列出了各种无线通信系统中,正在使用的不同多址技术。

表 8.1 用在不同无线通信系统中的多址技术

蜂窝移动通信系统	多址技术
高级移动电话系统(AMPS)	FDMA/FDD
全球移动通信系统(GSM)	TDMA/FDD
美国数字蜂窝(USDC)	TDMA/FDD
日本数字蜂窝(JDC)	TDMA/FDD
CT2(无绳电话)	FDMA/TDD
欧洲数字无绳电话(DECT)	FDMA/TDD
美国窄带扩频(IS—95)	CDMA/FDD

8.2 频分多址(FDMA)

频分多址(FDMA)为每一个用户指定了特定信道。从图 8.2 可看出系统分配给每一用户

一个唯一的频段或信道。这些信道按要求分配给请求服务的用户。在呼叫的整个过程中,其他用户不能共享这一频段。在 FDD 系统中,分配给用户一个信道,即一对频谱;一个频谱用作前向信道,而另一个用作反向信道。FDMA 的特点如下:

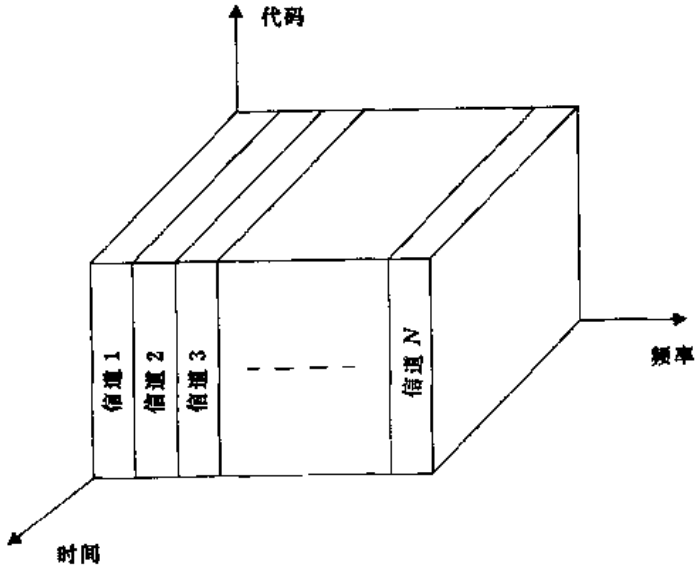


图 8.2 在 FDMA 中不同信道占用不同带宽

- FDMA 信道每次只能传送一个电话。
- 如果一个 FDMA 信道没有使用,那么它就处于空闲状态,并且不能被其他用户使用以增加或共享系统容量。实质上是一种资源浪费。
- 在分配好语音信道后,基站和移动台就会同时地连续不断的发射。
- FDMA 信道的带宽相对较窄(30kHz),因为每个信道的每一载波仅支持一个电路连接。也就是说,FDMA 通常在窄带系统中实现。
- 符号时间与平均延迟扩展相比较是很大的。这就意味着符号间干扰的数量低,因此在 FDMA 窄带系统中几乎不需要或根本不需要均衡。
- 与 TDMA 系统相比,FDMA 移动系统要简单的多,尽管 TDMA 改善了数字信号处理。
- 既然 FDMA 是一种不间断发送模式,那么相对于 TDMA 而言,就需要较少的二进制比特来满足系统开销(例如同步和组帧比特)
- FDMA 系统相对于 TDMA 系统有更高的小区站点系统开销,因为 FDMA 系统的每载波单个信道的设计,以及它需要使用带通滤波器去消除基站的杂散辐射。
- 由于发送机和接收机同时工作,所以 FDMA 移动单元使用双工器。这就增加了 FDMA 用户单元和基站的费用。
- FDMA 需要用精确的射频(RF)滤波器来把相邻信道的干扰减到最小。

在 FDMA 中的非线性效应——在一个 FDMA 系统中,许多信道在一个基站中共享同一个天线。功率放大器或功率合成器当工作在或接近最大功率时,是非线性的。这非线性导致了频域的信号扩展,以及产生了交调(IM)频率。IM 是不希望得到的 RF 辐射。它在 FDMA 系统中能干扰其他信道。频谱的扩展导致了相邻信道的干扰。不希望得到的谐波是交调频率的产物。在移动无线波段以外产生的谐波,造成对临近业务的干扰,而那些存在于波段内的谐

波，造成对在移动系统内其他用用户的干扰[Yac93]。

例 8.1

如果一个基站发射两个载波频率，一个是930MHz，另一个是932MHz，并且它们已被一个饱和削波放大器放大，那么求出产生的交调频率。如果分配一个从1920MHz到1940MHz的移动无线波段，求出在波段内和波段外存在的IM频率。

例 8.1 解

IM失真发生在频率 $mf_1 + nf_2$ 处，对所有的 m，n 的整数值，即 $-\infty < m, n < +\infty$。

由非线性设备产生的可能IM频率有：

$(2n+1)f_1 - 2nf_2$，$(2n+2)f_1 - (2n+1)f_2$，$(2n+1)f_1 - 2nf_2$，

$(2n+2)f_2 - (2n+1)f_1$，等等。　　对于 $n = 0, 1, 2 \ldots\ldots$

表E8.1列出了一些IM项。

表 E8.1　IM成分

$n=0$	$n=1$	$n=2$	$n=3$
1930	1926	1922	1918
1928	1924	1920	1916
1932	1936	1940	1944 *
1934	1938	1942 *	1946 *

在表中标有 * 号的频率是在移动无线波段外的频率。

第一个美国模拟蜂窝系统，高级移动电话系统(AMPS)是以FDMA/FDD为基础的。当呼叫进行中，一个用户占用一个信道，并且这一信道实际上是两个单工的具有45MHz分隔的双工频率的信道。当一个呼叫完成或一个切换发生时，信道就空闲出来以便其他移动用户使用它。多路或同时用户在AMPS中是允许的，因为分给每一个用户一个唯一的信道。语音信号在前向信道上从基站发送到移动台单元，并且在反向信道上从移动台单元发送到基站。在AMPS中，模拟窄带调频(NBFM)用来调制载波。在FDMA系统中可以同时支持的信道数可用公式(8.1)算出：

$$N = \frac{B_t - 2B_{保护}}{B_c} \tag{8.1}$$

其中，B_t 是系统带宽，$B_{保护}$ 是在分配频谱时的保护带宽，B_c 是信道带宽。

例 8.2

如果 B_t 是 12.5MHz，$B_{保护}$ 是 10kHz，B_c 是 30kHz，求出在FDMA系统中有效信道数。

例 8.2 解

在FDMA系统中有效信道数为：

$$N = \frac{12.5 \times 10^6 - 2(10 \times 10^3)}{30 \times 10^3} = 416$$

在美国，规定每一个蜂窝业务商有 416 个信道。

8.3 时分多址(TDMA)

时分多址（TDMA）系统把无线频谱按时隙划分，并且在每一个时隙仅允许一个用户，要么接收要么发射。从图 8.3 可看到每一个用户占用一个周期性重复的时隙，因此可以把一个信道看作每一个帧都会出现的特定时隙。N 个时隙组成一帧。TDMA 系统发射数据是用缓存-突发法，因此对任何一个用户而言发射都不是连续的。这就意味着数字数据和数据调制必须与 TDMA 一起使用，而不像采用模拟 FM 的 FMDA 系统。各个用户的发射相互连成一个重复的帧结构，如图 8.4 所示。从图可看出帧是由时隙组成的。每一帧都由头比特，信息数据和尾比特组成。在 TDMA/TDD 中，在帧信息中时隙的一半用于前向链路，而另一半用于反向链路。在 TDMA/FDD 系统中，有一个完全相同或相似的帧结构，要么用于前向传送要么用于反向传送，但前向和反向链路是不同的。总之，TDMA/FDD 系统有目的地在一个特定用户的前向和反向时隙间设置了几个延迟时隙，以便在用户单元中不需要使用双工器。

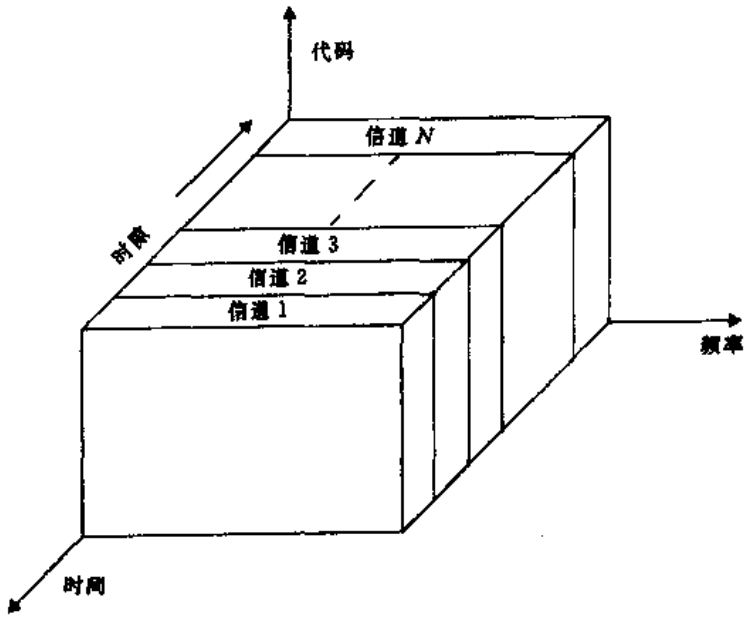


图 8.3 在 TDMA 模式中每个信道占用一个周期性重复的时隙

在一个 TDMA 帧中，头比特包含了基站和用户用来确认彼此的地址和同步信息。利用保护时间来保证不同时隙和帧之间的接收机同步。不同的 TDMA 无线标准有不同的 TDMA 帧结构，这将在第 10 章予以描述。TDMA 的特点包括以下几点：

- TDMA 使几个用户共享一个载波频率，并且每一用户利用不相互交叉的时隙。每一帧的时隙数取决于几个因素，如调制技术、有效带宽等等。
- 对用户来说，TDMA 系统的数据传送不是连续的，而是分组发送的。这就使电池消耗

低，因为当用户发射机(在大多数时间)不用时可以关掉。

- 由于在 TDMA 中的不连续发送，切换处理对一个用户单元来说是很简单的，因为它可以利用空闲时隙监听其他基站。移动辅助切换(MAHO)这样的增强链路控制方式，可由一个用户通过在 TDMA 帧中空闲时隙的监听来执行。
- TDMA 用不同的时隙来发射和接收，因此不需要双工器。既使使用 FDD 技术，在用户单元内部的切换器，就能满足 TDMA 在接收机和发射机间的切换，而不使用双工器。
- 在 TDMA 中，具有自适应均衡器是必要的。因为相对于 FDMA 信道，TDMA 信道的发射速率通常要高的多。
- 在 TDMA 中，应把保护时间减到最小。如果为了缩短保护时间而把一个时隙边缘的发射信号过分地压缩，那么发射频谱将增大并且导致对临近信道的干扰。
- 由于分组发射而使在 TDMA 系统中需要较高的同步开销。因为 TDMA 发射被时隙化了，所以就要求接收机与每一个数据分组保持同步。而且，保护时隙对分开用户是必要的，这导致 TDMA 系统相对于 FDMA 系统有更大的系统开销。
- TDMA 一个优点是它有可能分配给不同用户一帧中不同数目的时隙。因此，可以利用基于优先权重新分配时隙的方法，按照不同用户的要求来提供带宽。

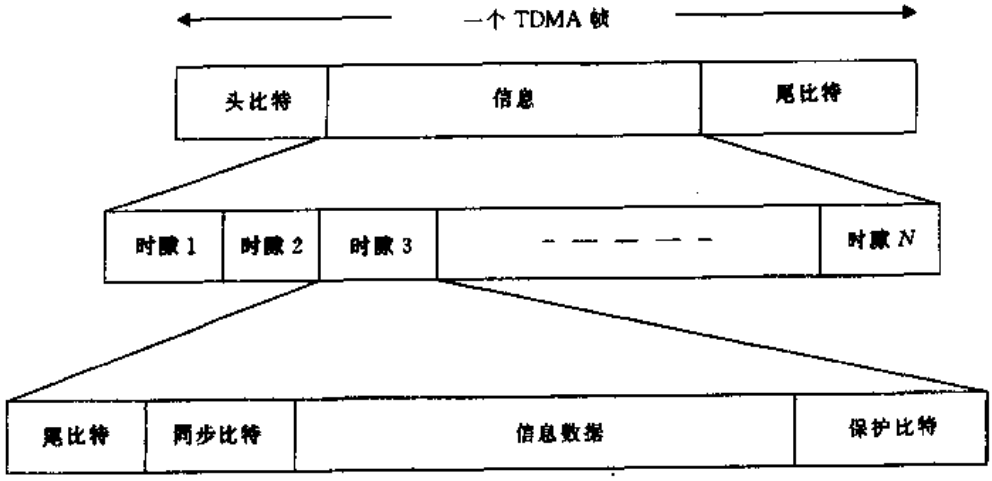


图 8.4 TDMA 帧结构

TDMA 的效率——TDMA 系统的效率就是指在发射的数据中信息所占的百分比，不包括为接入模式而提供的系统开销。帧效率 η_f 是指发射数据比特在每一帧中所占的百分比。注意，发射的数据可以包括原始数据和信道编码，因此一个系统的原始终端用户的效率通常小于 η_f。帧效率按如下方法求出。

每一帧系统开销数是[Zie92]：

$$b_{OH} = N_r b_r + N_t b_p + N_t b_g + N_r b_g \tag{8.2}$$

其中，N_r 是每一帧参考码组的数目，N_t 是每一帧业务码组的数目，b_r 是每参考码组的开销比特，b_p 是每一时隙中每头比特的开销比特数，b_g 是每一保护时间间隔的等效比特数。每一帧总比特数 b_T 为

$$b_T = T_f R \tag{8.3}$$

其中，T_f 是帧长，R 是信道比特速率。效率可由如下公式求出：

$$\eta_f = \left(1 - \frac{b_{OH}}{b_T}\right) \times 100\% \tag{8.4}$$

TDMA 系统的信道数——把每一信道的 TDMA 时隙与有效信道相乘，可求出在一个 TDMA 系统中所提供的 TDMA 信道的时隙数。

$$N = \frac{m(B_{tot} - 2B_{保护})}{B_c} \tag{8.5}$$

其中，m 是每一个无线信道中所能支持的最大 TDMA 用户数。注意有两个保护波段，一个在所分配频率波段的低端，另一个在高端。我们需要这两个波段来保证在波段边缘处的用户不会溢出而进入一个临近无线业务系统。

例 8.3

考虑全球移动系统 GSM，它是一个前向链路处于 25MHz 的 TDMA/FDD 系统，并且将 25MHz 分为若干 200kHz 的无线信道。如果一个无线信道支持 8 个语音信道，并且假设没有保护波段，那么求出在 GSM 中包含的同时用户数。

例 8.3 解

在 GSM 中包含的同时用户数为：

$$N = \frac{25\text{MHz}}{(200\text{kHz})/8} = 1000$$

因此，GSM 能支持 1000 个同时用户。

例 8.4

如果 GSM 使用每帧包含 8 个时隙的帧结构，并且每一帧包含 156.25 比特，在信道中数据的发送率为 270.833kbps，求：(a)一比特的时长；(b)一时隙长；(c)帧长；(d)占用一个时隙的用户在两次发射之间必须等待的时间。

例 8.4 解

(a) 一比特时长 $T_b = \dfrac{1}{270.833\text{kbps}} = 3.692\mu\text{s}$

(b) 一个时隙长 $T_{slot} = 156.25 \times T_b = 0.577\text{ms}$

(c) 帧长 $T_f = 8 \times T_{slot} = 4.615\text{ms}$

(d) 用户必须等待 4.615ms，在一个新帧到来之后才可进行下一次发射。

例 8.5

如果一个标准 GSM 时隙由 6 个尾比特，8.25 个保护比特，26 个训练比特和 2 组业务码组组成，其中每一业务码组由 58 比特组成，那么求出帧效率。

例 8.5 解

一个时隙有 $6 + 8.25 + 26 + 2(58) = 156.25$ 比特

一个帧有 $8 \times 156.25 = 1250$ 比特/帧

每帧的系统开销为 $b_{OH} = 8(6) + 8(6.25) + 8(26) = 322$ 比特

那么，帧效率为 $P_f = \left[1 - \frac{322}{1250}\right] \times 100 = 74.24\%$

8.4 扩频多址(SSMA)

扩频多址(SSMA)的发射信号，其带宽比最小所需 RF 带宽高若干数量级。伪随机(PN)序列(在第 5 章讨论过)把一个窄带信号在发射前转换成宽带信号。SSMA 可以抵抗多径干扰而增强多址能力。SSMA 只有一个用户使用时，没有很好的带宽效率。然而，许多用户能够不互相干扰地共享同一扩频带宽，那么在多用户环境中扩频系统就变成了高带宽效率系统。这点是无线系统设计者感兴趣的。目前扩频多址技术主要有两个类型：直接序列扩频多址(DS)和跳频多址(FH)。直接序列扩频多址也叫作码分多址(CDMA)。

8.4.1 跳频多址(FHMA)

跳频多址(FHMA)是一个数字多址系统。此系统中单个用户的载波在宽带信道范围内按伪随机方式变化。数字式数据被分为尺寸一致的组，在不同的载波上发射出去。任一个发射组的瞬时带宽都比整个扩展带宽小的多。用户载频的伪随机变化使在任意时刻对一具体信道的占用也随机变化，这样可以实现一个大频率范围的多址接入。在 FH 接收机中，用当地产生的 PN 代码来使接收机的瞬时频率与发送机同步。在任一时刻，因为使用了窄带 FM 或 FSK，一个跳频信号仅占用一个相对较窄的信道。FHMA 和传统的 FDMA 系统的区别在于，FHMA 跳频信号快速地更换信道。如果载波变化速率大于系统速率，那么此系统就被称作快跳频系统。如果载波变化率小于或等于符号速率，那么就叫作慢跳频系统。一个快跳频系统因此可被认为是使用频率分集的 FDMA 系统。FHMA 系统经常使用能量效率高的恒包络调制。用廉价的接收机来提供 FHMA 的非相干检测。这就意味着线性并不是问题，也说明了在接收机上的多用户功率并不降低 FHMA 的性能。

一个跳频系统具有一定的安全保证，特别是当使用大数量的信道时。因为一个并不知道频隙是怎样随机改变的无意(或监听)接收机，不能很快地调谐到它希望监听的信号。跳频序列中偶尔会发生深度衰落，可以用纠错编码和交织来保证跳频信号不受衰落的影响。纠错编码和交织技术也可用来防止碰撞的影响，碰撞现象在两个或多个用户同时在同一信道上发射时才会发生。

8.4.2 码分多址(CDMA)

在码分多址(CDMA)系统中，窄带信号被乘以叫作扩频信号的宽带信号。扩频信号是一个伪随机代码序列，此码片速率比消息中的数据速率高若干数量级。从图 8.5 中可看出，在 CDMA 系统中的所有用户使用同一载频，并且可以同时发射。每一用户都有它自己的伪随机码，并且与其他用户的代码几乎是正交的。接收机执行一个时间相关操作来检测唯一需要的码字。所有其他的码字由于不相关而被认为是噪音。为了检测出信号，接收机需要知道发射

机所使用的码字。每用户都独立于其他用户而运行。

在 CDMA 中,一个接收机的多址用户的功率决定了解相关后的噪音底限。如果在小区内的一个用户的功率没有控制,它们在基站接收机处不是相等的,那么就会出现远-近问题。

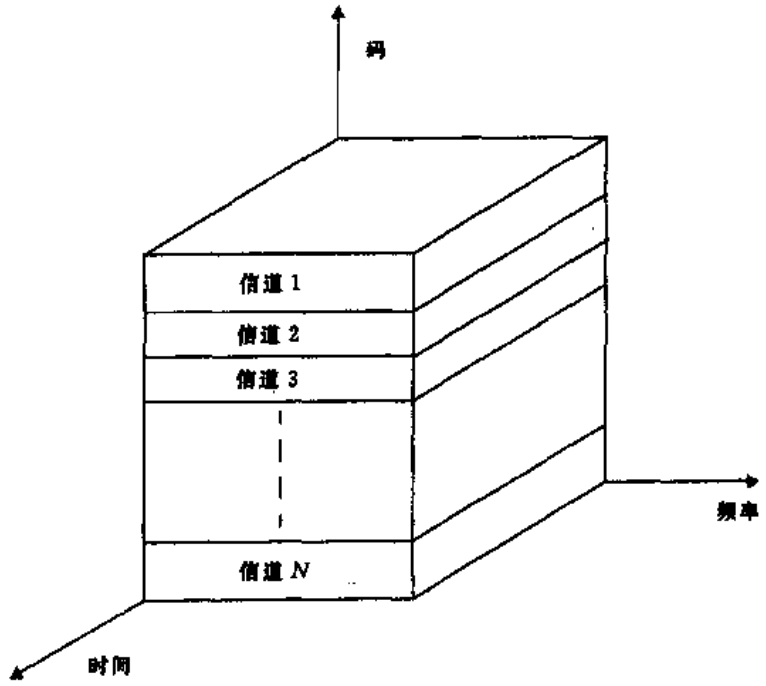


图 8.5 在 CDMA 中,指定给每个用户一个唯一的 PN 代码,而且它是与其他用户的 PN 代码正交的

许多移动用户共享同一信道就会发生远-近问题。总之,最强的接收移动信号将捕获基站的解调器。在 CDMA 中,较强的接收信号提高了较弱信号在基站解调器上的噪音背景,因此降低了较弱信号被接收到的可能性。为了解决远-近问题,在大多数 CDMA 实际系统中使用功率控制。蜂窝系统中由基站来提供功率控制,以保证在基站覆盖区域内的每一个用户给基站提供相同强度的信号。这就解决了由于一个临近用户的信号过大而覆盖了远处用户信号的问题。基站的功率控制是通过快速抽样每一个移动终端的无线信号强度指示(RSSI)来实现的。尽管在每小区内使用功率控制,但小区外的移动终端还会产生不在接收基站控制内的干扰。CDMA 的特点包括以下几点:

- CDMA 系统的许多用户共享同一频率。不管使用的是 TDD 技术还是 FDD 技术。
- 与 TDMA 和 FDMA 不同,CDMA 具有软容量限制。增加 CDMA 系统中的用户数目会线性增加噪音背景。因此,CDMA 中对用户数目没有绝对的限制。当然,当用户数目增加时,对所有用户而言系统性能会逐渐下降,相应的,当用户数目减少时,性能会提高。
- 由于信号被扩展在一较宽频谱上而可以减小多径衰落。如果频谱带宽比信道的相关带宽大,那么固有的频率分集将减少小尺度衰落的作用。
- 在 CDMA 系统中,信道数据速率很高。因此,符号(码片)时长很短,而且通常比信道时长扩展小的多。因为 PN 序列有低的自相关性,所以超过一个码片延迟的多径将被认为是噪音。可以使用 RAKE 接收机,通过收集所需要信号中不同时延的信号来提高接收的可靠性。
- 因为 CDMA 使用同信道小区,所以它可以用宏空间分集来进行软切换。软切换由移动交换中心(MSC)来执行,MSC 可以同时监视来自两个或多个基站的特定用户信号。

MSC 可以选择任意时刻信号最好的一个，而不用切换频率。

- 自干扰是 CDMA 系统的一个问题。自干扰是由不同用户的扩频序列并不完全正交造成的。在一特定 PN 代码的解扩中，对一个指定用户而言，接收机判决统计的非零成分可能来自于系统中其他用户的发射。
- 如果其他用户有比目标用户更高的功率，那么在 CDMA 接收机上就会出现远-近问题。

8.4.3 混合扩频技术(HSST)

除了跳频和直接序列扩频这些扩频多址技术，还有一些混合技术，这些技术具有某些优点。下面就讨论这些混合技术。

混合 FDMA/CDMA(FCDMA)——此技术可看作对前面所提过的 DS-CDMA 技术的一种替代技术。图 8.6 说明了这个混合模式的频谱。有效宽带频谱被划分成一些带宽小一些的子频谱。每一个较小的子信道都成为窄带 CDMA 系统，具有比原来 CDMA 系统低一些的处理增益。这种混合系统有一个优点就是带宽不需要连续，而且可以依据不同用户的要求分配在不同的子频谱上。这种 FDMA/CDMA 技术的容量就是所有子频谱中运行的系统容量之和[Eng93]。

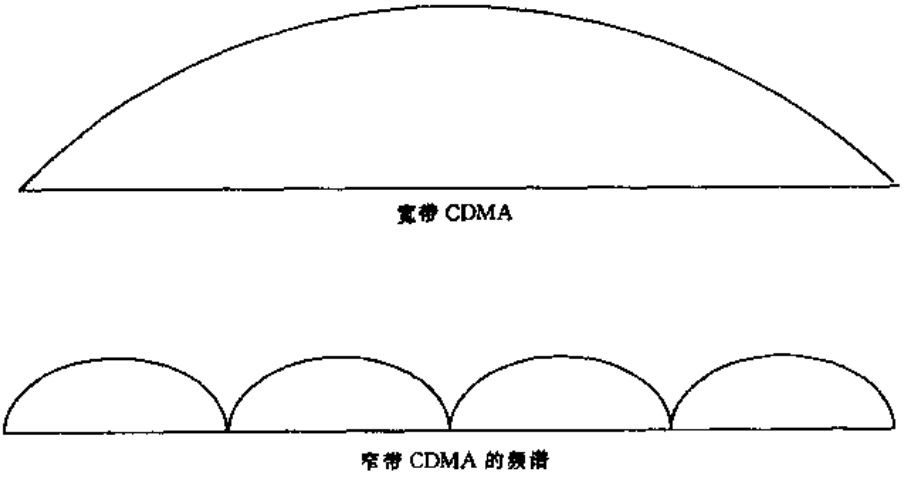


图 8.6 宽带 CDMA 频谱和混合频分直接序列多址频谱的比较

混合直扩/跳频多址(DS/FHMA)——这个技术由一直接序列调制信号构成，此信号的中心频率以伪随机方式跳变。图 8.7 说明了这种信号的频谱[Dix94]。直接序列跳频系统有一个优点，就是避免了远-近效应。然而，跳频 CDMA 系统不适用于软切换处理，因为很难使跳频基站接收机和多路跳频信号同步。

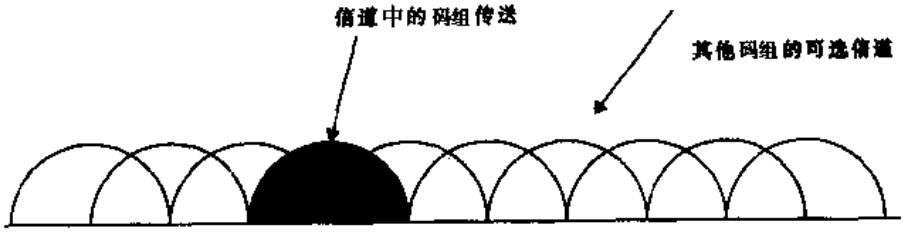


图 8.7 一个混合 FH/DS 系统的频谱

时分 CDMA(TCDMA)——在一个 TCDMA(也叫 TDMA/CDMA)系统中,给不同的小区指定不同的扩频代码。在每一小区内,仅分配给一个用户一特定时隙。因此在任意时刻,在每一小区内仅有一个 CDMA 用户在发射。当发生切换时,此用户的扩频代码就变成新小区的扩频代码。使用 TCDMA 有一个优点,就是它避免了远-近效应,因为在一个小区内的任一时刻只有一个用户在发射。

时分跳频(TDFH)——这种多址技术在解决严重多径衰落或严重同信道间干扰问题时具有优点。用户可以在一个新的 TDMA 帧开始时跳到一个新的频率,因此避免了在一个特定信道上的严重衰落或碰撞事件。GSM 标准已采用此技术。在 GSM 标准中,已预先定义了跳频序列,并且允许用户在指定小区的特定频率上跳频。如果使两个互相干扰的基站发射机在不同频率和不同时间发射,那么这个模式也避免了临近小区的同信道干扰问题。使用 TDFH 技术能成倍增加 GSM 的容量[Gud92]。第 10 章将更加详细地描述 GSM 标准。

8.5 空分多址(SDMA)

空分多址(SDMA)控制了用户的空间辐射能量。从图 8.8 可看出 SDMA 使用定向波束天线来服务于不同用户。相同的频率(在 TDMA 或 CDMA 系统中)或不同的频率(在 FDMA 系统中)可服务于被天线波束覆盖的这些不同区域。扇形天线可被看作是 SDMA 的一个基本方式。将来有可能使用自适应天线,迅速地引导能量沿用户方向发送,这种天线看来是最适合于 TDMA 和 CDMA 的。

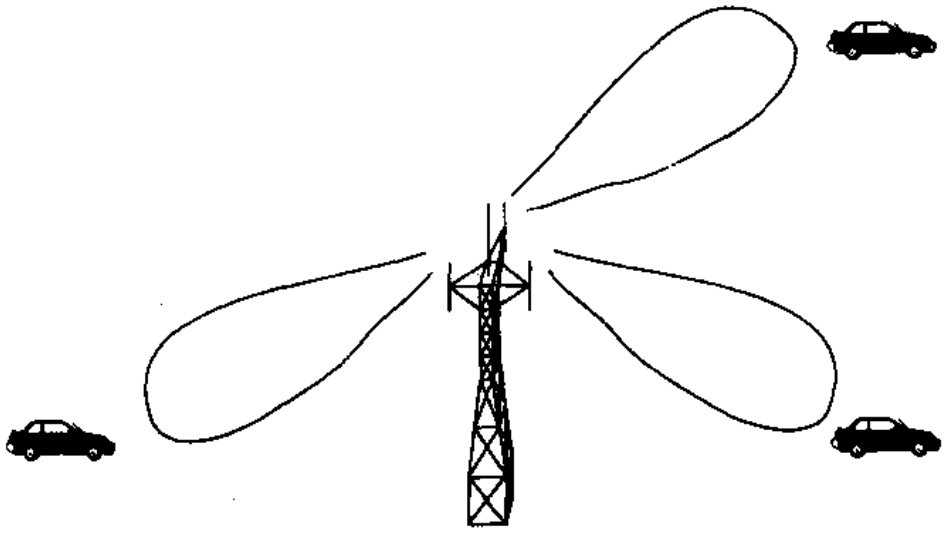


图 8.8 一个空间滤波基站天线利用定向波束来服务于不同用户

在蜂窝系统中,由于一些原因使反向链路困难较多[Lib94b]。第一,基站完全控制了在前向链路上所有发射信号的功率。但是,由于每一用户和基站间无线传播路径的不同,从每一用户单元出来的发射功率必须动态控制,以防止任何用户功率太高而干扰其他用户。第二,发射功率受到用户单元电池能量的限制,因此也限制了反向链路上对功率的控制程度。如果为了从每个用户接收到更多能量,通过空间过滤用户信号的方法,那么每一用户的反向链路将得到改善,并且需要更少的功率。

用在基站(最终是在用户单元)的自适应天线,可以解决反向链路的一些问题。不考虑无

穷小波束宽度和无穷大快速搜索能力的限制，自适应式天线就提供了最理想的SDMA，提供了在本小区内不受其他用户干扰的唯一信道。在SDMA系统中的所有用户，将能够用同一信道在同一时间双向通信。而且，一个完善的自适应式天线系统应能够为每一用户搜索其多个多径分量，并且以最理想方式组合它们，来收集从每一用户发来的所有有效信号能量。因为此系统需要无穷大的天线，所以理想自适应式天线系统是不可行的。但是，8.7.2节将叙述使用具有适度定向的、适当大小的阵列，可以得到什么样的增益。

8.6 分组无线电

在分组无线电(PR)接入技术中，许多用户试图用一种分散(或协调性很小)的方式来接入一个信道。发射可通过使用数据突发来完成。基站接收机一检测出由于多个发射机同时发射而产生的碰撞，它就会发射一个ACK或NACK信号来通知发射信号的用户(和所有其他用户)。ACK信号表示基站承认从一特定用户发射来的分组被接收，而NACK(否定确认)表示先前发射的分组没有被基站正确接收。通过使用ACK和NACK信号，PR系统具有了完善的反馈，即使在由于碰撞而产生传输延迟较大的时候。

分组无线多址是很容易实现的，但是效率较低并且可能导致延迟。用户使用竞争技术在一共用信道上发射。最好的例子是用于早期卫星系统的ALOHA协议。ALOHA允许每一用户在它们有数据要发射的任何时候发射。正在发射的用户监听确认反馈来判定发射是否成功。如果碰撞发生，用户等待一段随机时间后再重新发射分组。分组竞争技术的优点在于服务大量用户时，开销很少。可以用吞吐量(T)和一个典型信息分组所经历的平均延迟(D)来衡量竞争技术的性能，T定义为每单位时间成功发射的信息平均数量。

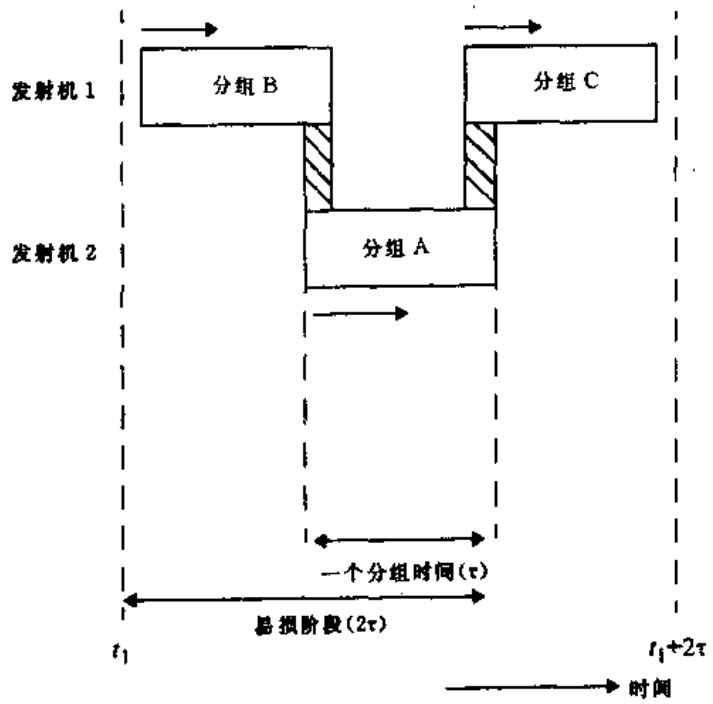
8.6.1 分组无线电协议

为了求吞吐量，确定易损阶段V_p是很重要的。定义V_p为分组可能与其他用户的发射产生碰撞的那段时间间隔。图8.9指出了ALOHA协议[Tan81]一个分组的V_p。如果其他终端在t_1和$t_1+2\tau$之间发射分组包，那么分组A将经历碰撞。即使只有分组A的一小部分遭受碰撞，也有可能会导致报告消息无效。

为了研究分组无线电协议，假设所有用户发射的所有分组有固定长度和固定信道数据速率，以及所有其他用户可以在任一随机时间产生新的分组。并且假设发射服从分组到达率为λ的Poisson分布。如果τ是发射分组所需的时间，那么分组无线电的传输量或吞吐量R可以由下式求出：

$$R = \lambda\tau \tag{8.6}$$

在式(8.6)中，R是到达及存储的分组的归一化信道流量(用Erlangs来衡量)，并且也是对信道利用程度的相对测量。如果$R>1$，全体用户将以高于信道所能承受的速率来产生分组[Tan81]。因此，为了获得合理的吞吐量，产生新分组的速率必须使$0<R<1$。在正常负荷情况下，吞吐量T和所提供的总负荷L一样。负荷L是新产生的分组和先前发射时遭受碰撞而要重新发射的分组之和。归一化吞吐量总是小于或等于单位吞吐量，并且可以被看作是信道占用时间的表示。归一化吞吐量可由成功发射概率乘以总负荷，也就是：



分组 A 和分组 B、C 由于发送时间重叠将发生冲突

图 8.9 使用 ALOHA 协议时的一个分组的易损阶段

$$T = RPr[\text{无碰撞}] = \lambda\tau Pr[\text{无碰撞}] \tag{8.7}$$

其中，Pr[无碰撞]是一个用户成功发射一次的概率。在一个给定分组时间间隔内，用户产生 n 个分组的概率可假设为 Poisson 分布：

$$Pr(0) = \frac{R^n e^{-R}}{n!} \tag{8.8}$$

假设在一给定分组时间间隔内没有其他分组发射，那么就假设这个分组成功发射。在这期间不产生分组包(即无碰撞)的概率为：

$$Pr(0) = e^{-R} \tag{8.9}$$

基于接入类型，竞争协议可被分为随机接入、调度接入和混合接入。在随机接入类型中，用户之间没有协调并且消息一到达发射机就会被发射出去。调度接入以信道上用户的协调接入为基础，用户在所分配的槽内或时隙内发射消息。混合接入是随机接入和调度接入的组合。

8.6.1.1 纯 ALOHA

纯 ALOHA 协议是用于数据发射的随机接入协议。一有消息要被发射，用户就要接入信道。在发射以后，用户在同一信道或一独立反馈信道上等待发来的确认信息。当有碰撞发生时(即接到一个 NACK)，终端就等待一段随机时间后再重新发射消息。当用户数增加时，由于产生碰撞的概率增加而出现更长的延迟。

对 ALOHA 协议而言，消息易损阶段是分组的两倍(如图 8.9 所示)。因此，在 2τ 间隔内无碰撞的概率可通过估算 $Pr(n)$来求出。

$$Pr(n) = \frac{(2R)^n e^{-2R}}{n!} \qquad n = 0 \text{ 时} \tag{8.10}$$

我们可以通过估算式(8.10)的方法来确定在 2τ 期间被发射的分组的平均数目(这在确定平均业务量时用的)。无碰撞概率为 $Pr(0) = e^{-2R}$。ALOHA 协议的吞吐量可由式(8.11)求出。

$$T = Re^{-2R} \tag{8.11}$$

8.6.1.2 分槽 ALOHA

在分槽 ALOHA 中,时间被分为相同长度的时隙,它比分组时间 τ 长。每个用户有同步时钟,并且消息仅仅在一个新时隙的开始时发射,因此形成了分组的离散分布。这就防止了部分性碰撞,也就是防止了一个分组与另一个分组的一部分发生碰撞。当用户数增加时,由于完全碰撞和重复发射那些已丢失的分组而使延迟增大。其中,重新发射前发射机等待的槽数决定了传送的延迟特性。因为通过同步操作防止了部分碰撞,分槽协议的易损阶段仅仅是一个分组时间。在易损阶段没有其他分组产生的概率是 e^{R}。分槽 ALOHA 的吞吐量可由式(8.12)求出。

$$T = Re^{-R} \tag{8.12}$$

图 8.10 显示了 ALOHA 系统和分槽 ALOHA 系统是怎样在延迟和吞吐量之间进行折衷的。

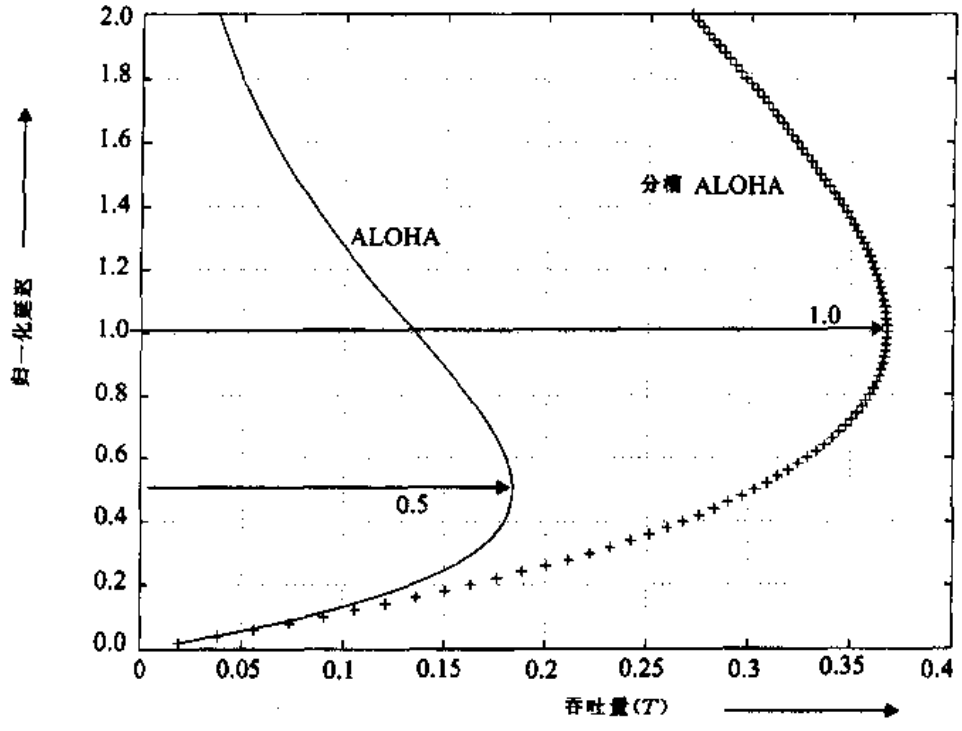


图 8.10 ALOHA 和分槽 ALOHA 分组无线电协议在延迟和吞吐量间的折衷

例 8.6

确定使用 ALOHA 系统和分槽 ALOHA 协议所能得到的最大吞吐量。

例 8.6 解

对 ALOHA 系统，使吞吐量最大的到达率，可通过对式(8.11)求导，并令其等于零而求出。

$$\frac{dT}{dR} = e^{-2R} - 2Re^{-2R} = 0$$

$$R_{max} = 1/2$$

使用 ALOHA 协议的最大吞吐量，可通过把 R_{max} 代入式(8.11)后求出(如图 8.10 所示)。

$$T = \frac{1}{2}e^{-1} = 0.1839$$

因此我们使用 ALOHA 所能期望的最好吞吐量为 0.184Erlang。

对分槽 ALOHA 的最大吞吐量，可通过对式(8.12) 求导并令其为零而求出：

$$\frac{dT}{dR} = e^{-R} - Re^{-R} = 0$$

$$R_{max} = 1$$

最大吞吐量可由把 R_{max} 代入式(8.12)求出(如图 8.10 所示)。

$$T = e^{-1} \approx 0.3679$$

注意分槽 ALOHA 提供的最大信道利用率是 0.368Erlang，是 ALOHA 所提供的两倍。

8.6.2 载波检测多址(CSMA)协议

ALOHA 协议在发射前不监听信道，因此不能利用有关其他用户的信息。在进行发射前监听一下信道，可以获得更高的效率。CSMA 协议网络中的每一终端在发射信息前测试信道状态，如果信道空闲(即没有检测到载波)，那么就允许用户按照在网络中的所有发射机共用的特定算法来发射分组。

在 CSMA 协议中，检测延迟和传播延迟是两个重要的参数。检测延迟是接收机硬件的一个函数，是终端用来检测信道是否空闲所需的时间。传播延迟是一个分组从基站传送到移动终端速度的相对测量。检测时间越小，终端能更快检测到一个空闲信道，而且小的传播延迟，就意味着分组可以在一相对于分组持续时间较小的时间间隙中，通过信道发射出去。

因为只有在一个用户开始发射分组以后，另一用户才可以准备发射并同时检测这一信道，所以传播延迟是很重要的。如果正要发射的分组还没到达一直保持发射状态的用户，那么后面的用户将检测到一个空闲信道并也发射它的分组，这就导致了这两个分组的碰撞。传播延迟影响 CSMA 协议的性能。如果 t_p 是传播时间，R_b 是信道比特速率，m 是在一数据分组中的比特，那么传播延迟 t_d 就可以表示为：

$$t_d = \frac{t_p R_b}{m} \tag{8.13}$$

下面是 CSMA 技术的一些变形[Kle754]、[Tob75]

- **1-持续 CSMA**——终端监听信道并等待发射，直至它发现信道空闲。信道一旦空闲，终端就以概率 1 来发射它的信息。
- **非持续 CSMA**——在这种 CSMA 类型中，终端在接收到一否定确认之后，就在重新发射分组之前等待一段随机时间。这在无线 LAN 应用中是很常见的。在这种应用中，分组发射间隔比最远处用户的传播延迟大得多。
- ***p*-持续 CSMA**——*p*-持续 CSMA 被应用于分槽信道。当一信道被发现是空闲的时候，就以概率 p 在第一有效槽内或以概率 $1-p$ 在下一槽内发射分组。
- **CSMA/CD**——在具有碰撞检测(CD)的 CSMA 中，用户监测它的发射是否发生碰撞。如果两个或多个终端同时开始发射，那么就会检测到碰撞并且立即中断发射。这种情况要求用户支持同时进行发射和接收操作。对单个无线电信道，通过中断发射来检测信道。对于双工系统，可以使用完全双工收发信机。
- **数据检测多址(DSMA)**——DSMA 是一个 CSMA 的特殊类型，它在反向信道上发回数据之前，解调了前向控制信道。用户检测散布在前向控制信道中的忙-闲信息。当忙-闲信息指示没有用户在反向信道上发射时，用户就可自由发射分组。这一技术用在第 9 章讲述的蜂窝数字分组数据(CDPD)蜂窝网络中。

8.6.3 预留协议

8.6.3.1 预留 ALOHA

预留 ALOHA 是以时分多址技术为基础的一个分组接入模式。在此协议中，某个分组槽被赋予优先级，并且有可能为用户预留发射分组的槽。槽能够被永久预留或者按请求来预留。在通信繁忙情况下，按请求预留可保证较好的吞吐量。在预留 ALOHA 的一种类型中，虽然非常长的发射可能被打断，但是成功发射一次的终端将长时间预留一个槽直到它的发射完成。另一模式允许用户在每一帧都预留的一个子槽上发送请求消息。如果发射成功(即没有检测到碰撞)，那么就分配给终端帧中的下一个槽用于其数据发射[Tan81]。

8.6.3.2 分组预留多址(PRMA)

PRMA 使用一类似于预留 ALOHA 的离散分组时间技术，以每一 TDMA 时隙传输语音和数据，且优先传输语音，同时利用了 TDMA 的周期帧结构。PRMA 被建议作为综合传输分组数据和语音的一种方法[Goo89]。PRMA 定义的帧结构，十分类似于 TDMA 系统的帧结构。在每帧内，有固定数目的时隙，它们可以被指定为预留的或可用的，这全取决于控制基站所决定的通信量。PRMA 将在第 9 章讨论。

8.6.4 分组无线电的截获效应

分组无线电多址技术是以在同一信道内的竞争为基础的。当使用调频或扩频调制时，信号最强的用户就有可能成功地截获发射机，即使许多其他用户也在发射。通常，因为传播路径损失小，离发射机最近的接收机能够截获到它。这就被叫做远-近效应。在实际系统中，截获效应既有优点又有缺点。因为一特定的发射机可以截获接收机，所以许多分组即使在信道上发生了碰撞也可以存活下来。但是，较强发射机可以使接收机不去检测多个较弱的正在试图

和接收机通信的发射机。这就是发射机屏蔽问题。

在分组无线电协议中，接收分组与其他因碰撞而丢失分组的最小功率比率，是分析截获效应的一个有用的参数。这一比率就被叫做截获比率，而且它取决于接收机和所使用的调制方式。

一般地，分组无线电支持移动接收机使用随机接入方式以数据分组形式发送。如果终端使他们的分组传送同步，信道的吞吐量就会增加，因为这样避免了分组部分交迭。对于高通信负荷，不分槽的 ALOHA 协议和分槽 ALOHA 协议效率都很低，这是因为所有发射分组之间的争夺造成了大多数传输发生碰撞，进而导致了多次重新发射和时延的增加。为了减少这种情况的发生，可以在发射前先监听共用信道或一个专用控制信道。在一实际移动系统中，CSMA 协议不能检测反向信道上遭受深度衰落的分组无线电发射信号。一个 ALOHA 信道的利用，能够通过使竞争基站接收机的多个用户发射功率不同而得到提高。表 8.2 列出了对于不同通信情况类型，应该使用的多址技术。

表 8.2　不同通信类型的多址技术

通信类型	多址技术
分组，短信息	竞争协议
分组，长信息，大量用户	预留协议
分组，长信息，少量用户	固定 TDMA 预留信道的预留协议
数据流或确定性的(语音)	FDMA，TDMA，CDMA

8.7　蜂窝系统的容量

一个无线电系统的容量被定义为一定频段内所能提供的信道或用户的最大数目。无线信道容量是一个衡量无线系统频谱效率的参数。这一参数取决于所需的载波-干扰比(C/I)和信道带宽 B_c。

在蜂窝系统中，基站接收机的干扰来自周围小区的用户。这称为反向信道干扰。对一特定的用户单元，服务的基站将提供所需的前向信道，与此同时它周围的同信道基站产生前向信道干扰。考虑前向信道干扰问题时，用 D 来表示两个同信道小区之间的距离，R 来表示小区的半径。保证可接受的同信道干扰水平的最小 D/R 比就被称为同信道复用率，可表示为

$$Q = D/R \tag{8.14}$$

无线电传播的特性决定了在一给定地点的载波-干扰比(C/I)，可使用第 3 章和附录 B 所描述的模型来求 C/I 值。如图 8.11 所示，M 个最临近的同信道小区可以看作第一级干扰，在这种情况下，C/I 可表示为：

$$\frac{C}{I} = \frac{D_0^{-n_0}}{\sum_{k=1}^{M} D_k^{-n_k}} \tag{8.15}$$

其中，n_0 是在服务小区中路径损耗指数，D_0 是从服务基站到移动台的距离，D_k 是从移动台到第 k 个小区的距离，n_k 是对第 k 个干扰基站的路径损耗指数。如果只考虑最近的 6 个干扰小区，并且所有小区近似有相同距离 D 和与服务小区相同的路径损耗指数，那么 C/I 就可表示

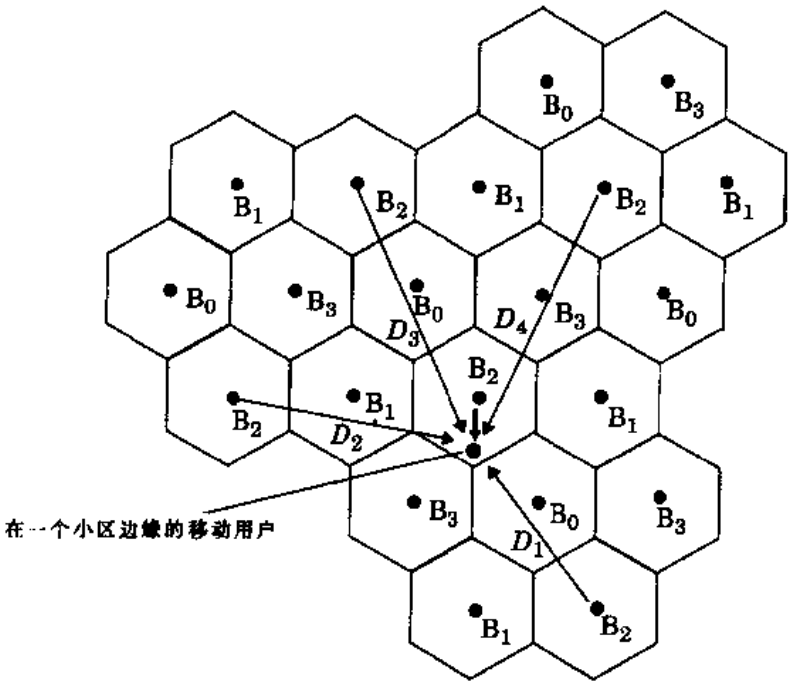


图 8.11　$N=4$ 的前向信道干扰说明。所示为与服务基站发生干扰的四个同信道基站。从服务基站到用户的距离是 D_0，D_i 是从用户到干扰基站的距离

为：

$$\frac{C}{I}=\frac{D_0^{-n}}{6D^{-n}} \tag{8.16}$$

现在，如果假设当移动台在小区边缘即 $D_0=R$ 时产生最大干扰，并且如果每一用户的 C/I 都大于某个最小的 $(C/I)_{min}$（它是接收机仍能接收到信号的最小载波-干扰比率），那么为了保证接收性能，必须满足下面的式子：

$$\frac{1}{6}\left(\frac{R}{D}\right)^{-n}\geq\left(\frac{C}{I}\right)_{min} \tag{8.17}$$

因此，从式(8.14)可得，同信道复用因子为：

$$Q=\left(6\left(\frac{C}{I}\right)_{min}\right)^{1/n} \tag{8.18}$$

蜂窝系统的无线容量可定义为：

$$m=\frac{B_t}{B_cN}\qquad\text{无线信道/小区} \tag{8.19}$$

其中，m 是无线容量大小，B_t 是分配给系统的总的频谱，B_c 是信道带宽，N 是频率重用的小区数。如第 2 章所述，N 是与同信道因子 Q 相关的。

$$Q=\sqrt{3N} \tag{8.20}$$

从式(8.18)、式(8.19)和式(8.20)可推出无线容量的表达式为：

$$m = \frac{B_t}{B_c \dfrac{Q^2}{3}} = \frac{B_t}{B_c \left(\dfrac{6}{3^{n/2}} \left(\dfrac{C}{I} \right)_{\min} \right)^{2/n}} \tag{8.21}$$

如[Lee98a]所示，当 $n = 4$ 时，无线容量为：

$$m = \frac{B_t}{B_c \sqrt{\dfrac{2}{3} \left(\dfrac{C}{I} \right)_{\min}}} \quad \text{无线信道/小区} \tag{8.22}$$

为了提供相同的语音质量，数字系统中的$(C/I)_{\min}$可能比模拟系统中的低。具体来说，所需的最小 C/I 在窄带数字式系统中大约是 12dB，而在窄带模拟 FM 系统中大约是 18dB，精确值取决于现实传播情况下的主观监听测试。每一个数字无线标准都有一不同的$(C/I)_{\min}$，而且为了比较不同的系统，必须使用相等的 C/I。如果保持式(8.22)中的 B_t 和 m 不变，那么很明显 B_c 与$(C/I)_{\min}$具有如下关系：

$$\left(\frac{C}{I} \right)_{\text{eq}} = \left(\frac{C}{I} \right)_{\min} \left(\frac{B_c}{B'_c} \right)^2 \tag{8.23}$$

其中，B_c 是特定系统的带宽，$(C/I)_{\min}$是同一系统的可承受值，B'_c 是不同系统的信道带宽，$(C/I)_{\text{eq}}$是与一特定系统的$(C/I)_{min}$相比的不同系统的最小 C/I 值。注意，对每个无线信道有固定用户数的系统，当带宽减少一半时，为保证语音质量，$(C/I)_{\min}$必须增加为原来的 4 倍。式(8.22)说明了当$(C/I)_{\min}$和 B_t 最小时，有最大的无线容量，但式(8.23)显示出$(C/I)_{\min}$和 B_t 是成反比关系的。

例 8.7

评估四个不同的蜂窝无线标准，并选出其中具有最大无线容量的系统。

系统 A： $B_c = 30\text{kHz}, (C/I)_{\min} = 18\text{dB}$

系统 B： $B_c = 25\text{kHz}, (C/I)_{\min} = 14\text{dB}$

系统 C： $B_c = 12.5\text{kHz}, (C/I)_{\min} = 12\text{dB}$

系统 D： $B_c = 6.25\text{kHz}, (C/I)_{\min} = 9\text{dB}$

例 8.7 解

以带宽为 6.25kHz 的系统为基准考查每一个系统，并利用式(8.23)

系统 A： $B_c = 6.25\text{kHz}, (C/I)_{eq} = 18 + 20\log(6.25/30) = 4.375\text{dB}$

系统 B： $B_c = 6.25\text{kHz}, (C/I)_{eq} = 14 + 20\log(6.25/25) = 1.96\text{dB}$

系统 C： $B_c = 6.25\text{kHz}, (C/I)_{eq} = 12 + 20\log(6.25/12.5) = 6\text{dB}$

系统 D： $B_c = 6.25\text{kHz}, (C/I)_{eq} = 9 + 20\log(6.25/6.25) = 9\text{dB}$

比较时，应该选择使$(C/I)_{eq}$最小的系统，因为它对应着式(8.22)中的最大容量。系统 B 提供了最大的容量。

在一数字式蜂窝系统中，C/I 可表示为：

$$\frac{C}{I} = \frac{E_b R_b}{I} = \frac{E_c R_c}{I} \tag{8.24}$$

其中，R_b 是信道比特速率，E_b 是每比特的能量，R_c 是信道编码的速率，E_c 是每一代码符号的能量。从式(8.23)和式(8.24)可得，(C/I)与$(C/I)_{eq}$的比率为：

$$\frac{\frac{C}{I}}{\frac{C}{I_{eq}}} = \frac{\frac{E_c R_c}{I}}{\frac{E'_c R'_c}{I'}} = \left(\frac{B'c}{B_c}\right)^2 \tag{8.25}$$

R_c 与 B_c 之间的关系总是线性的，并且如果在移动环境中，两个不同的数字系统具有相同的干扰水平 I，那么式(8.25)可改写为：

$$\frac{E_c}{E'_c} = \left(\frac{B'c}{B_c}\right)^3 \tag{8.26}$$

式(8.26)说明了如果 B_c 被减小一半，那么代码符号能量就增加 8 倍。这就给出了数字式蜂窝系统中 E_b/N_o 之间的关系。

现在对 FDMA 和 TDMA 的频谱效率进行比较。在 FDMA 中，B_t 被分为 M 个带宽为 B_c 的信道。因此，FDMA 的无线容量为：

$$m = \frac{B_t}{\frac{B_t}{M}\sqrt{\frac{2}{3}\left(\frac{C}{I}\right)}} \tag{8.27}$$

把一个多信道 FDMA 系统占用同一频谱与具有多时隙的单个信道 TDMA 系统相比。对于前者(FDMA)的载波和干扰比可写为 $C = E_b R_b$，$I = I_o B_c$，而后者(TDMA)的载波和干扰比可表示为 $C' = E_b R'_b$，$I' = I_o B'_c$，其中 R_b 和 R'_b 是两个数字系统的无线发射速率，E_b 是每比特能量，I_o 表示每赫兹的干扰功率。C' 和 I' 是 TDMA 信道的参数，而 C 和 I 用于 FDMA 信道。

例 8.8

考虑一具有三个信道的 FDMA 系统，其中每一个信道的带宽为 10kHz，发射速率为 10kbps。一个 TDMA 系统有三个时隙，信道带宽为 30kHz，发射速率为 30kbps。

对于 TDMA 模式，用户所承受的载波-干扰比是在被使用信道时间的 1/3 内被测量的。例如，C'/I'可在一秒中的 333.3ms 内测量出。因此，C'/I'可表示为：

$$C' = E_b R'_b = \frac{E_b 10^4 \text{bits}}{0.333\text{s}} = 3R_b E_b = 3C \tag{E8.8.1}$$

$$I' = I_0 B'_c = I_0 30\text{kHz} = 3I$$

可看出，在这个 TDMA 系统中，一个用户所承受的载波-干扰比 C'/I'和在 FDMA 系统中一个用户所承受的 C/I 相同。因此，在此例中，FDMA 和 TDMA 有相同的无线容量，随之也有相同的频谱效率。然而，TDMA 所需的峰值功率是 $10\log k$，比 FDMA 所需的高，其中 k 是具有相同带宽的 TDMA 系统的时隙数。

数字式蜂窝 TDMA 的容量——实际上，相对于模拟蜂窝无线系统，TDMA 系统把容量提

高了 3 到 6 倍。在高干扰环境中,有力的差错控制和语音编码使系统具有更好的链路性能。利用语音激活,一些 TDMA 系统能够更好的利用无线信道。移动辅助切换(MAHO)允许用户去监测临近的基站,有利于用户选择最好的基站。MAHO 允许采用密集分布的微小区,因此使系统可获得相当大的容量增长。TDMA 也使自适应信道分配(ACA)成为可能。ACA 减少系统规划的工作量,因为此时不需要进行小区频率规划。各种系统,如 GSM、美国数字式蜂窝(USDC)和太平洋数字蜂窝(PDC),已经采用了数字式 TDMA 以获得高容量。表 8.3 比较了基于模拟 FM 的 AMPS 和其他基于数字 TDMA 的蜂窝系统。

表 8.3 AMPS 与基于数字 TDMA 的蜂窝系统的比较[Rai91]

参　数	AMPS	GSM	USDC	PDC
带宽(MHz)	25	25	25	25
语音信道	833	1000	2500	3000
频率复用(簇大小)	7	4 或 3	7 或 4	7 或 4
信道/站址	119	250 或 333	357 或 625	429 或 750
通信量(Elang/sq.km)	11.9	27.7 或 40	41 或 74.8	50 或 90.8
容量增益	1.0	2.3 或 3.4	3.5 或 6.3	4.2 或 7.6

8.7.1 蜂窝 CDMA 的容量

CDMA 系统的容量是干扰受限的,而在 FDMA 和 TDMA 中是带宽受限的。因此,干扰的减少将导致 CDMA 容量的线性增加。从另一方面看,在 CDMA 系统中,当用户数减少时每一用户的链路性能就会增加。减少干扰的一个最直接的方法就是使用定向天线,这样使用户在空间上隔离。定向天线只从一部分用户接收信号,因此减少了干扰。增加 CDMA 容量的另一个方法是不连续发射模式(DTX),此模式利用了语音断断续续这一特点。在 DTX 中,在没有语音时可关掉发射机。已观察到有线网络中的语音信号有大约 3/8 的激活因子,而移动系统中为 1/2。在天线系统中,背景噪音和振动能触发语音激活检测机。因此,CDMA 系统的平均容量可按与激活因子成反比增加。在陆地无线传播中,TDMA 和 FDMA 的频率复用取决于由路径损耗所产生的小区间的隔离,而 CDMA 小区可以复用所有频率,因而容量有了较大增加。

为了评估 CDMA 系统的容量,首先应考虑一单小区系统[Gil91]。蜂窝网络由多个与基站保持通信的移动用户组成(在一个多小区系统中,所有的基站被移动交换中心相互连接起来)。小区发射机包含一个线性合路机,这个合路机把所有用户的扩频信号加起来,并且对每一信号使用一个加权因子来实现前向链路功率控制。当只考虑一个单小区系统时,假设这些加权因子都相等。一个导频信号也包括在小区发射机中,并被每个移动台用来为反向链路设置功率控制。在一个具有功率控制的单小区系统中,反向信道上的所有信号在基站以相同功率水平被接收。

设用户数为 N。那么,在当前小区中的每一解调器接收到一个复合波形,此复合波形含有所需信号功率 S 和($N-1$)个干扰用户的功率,其中每一干扰用户的功率为 S。因此,信噪比为[Gil91]:

$$SNR = \frac{S}{(N-1)S} = \frac{1}{N-1} \tag{8.28}$$

除了 SNR,在通信系统中比特能量-噪声比也是一重要的参数。它可通过用信号功率除以基带数据率 R 和用于扰功率除以整个 RF 频段 W 得到。基站接收机处的 SNR 可用 E_b/N_0 表示:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S/R}{(N-1)(S/W)} = \frac{W/R}{N-1} \tag{8.29}$$

式(8.29)没有考虑在扩频带宽中的背景热噪声 η,如果把 η 考虑进去,E_b/N_0 可表示为:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W/R}{(N-1)+(\eta/S)} \tag{8.30}$$

能够接入此系统的用户数可表示为:

$$N = 1 + \frac{W/R}{E_b/N_0} - (\eta/S) \tag{8.31}$$

其中,W/R 被称为处理增益。背景噪声决定了一个给定发射机功率的小区半径。

为了使容量增加,其他用户产生的干扰应该减少。这可通过减小式(8.28)或式(8.29)中的分母而做到。减小干扰的一个方法就是定向。举一例子,具有 3 个波束宽 120 度的定向天线的小区受到的干扰 N'_0,是全向天线所接收到的干扰的 1/3。这就使容量增大为原来的 3 倍,而业务性能保持不变。从另一角度来看,也就是在一全向小区中的相同数目的用户,现在可以在 1/3 区域内获得服务。第二个技术是语音激活监测,在没有语音激活的阶段关掉发射机。语音激活由一个因子 α 来表示,在式(8.29)中的干扰项变为 $(N_s-1)\alpha$,其中 N_s 是每一扇区的用户数。使用了这两个技术,在一扇区内 E_b/N_0 的平均值可表示为:

$$\frac{E_b}{N'_0} = \frac{W/R}{(N_s-1)\alpha + (\eta/S)} \tag{8.32}$$

当用户数目庞大并且系统是干扰受限而不是噪声受限时,用户数可表示为:

$$N_s = 1 + \frac{1}{\alpha}\left[\frac{W/R}{\frac{E_b}{N'_0}}\right] \tag{8.33}$$

如果假设语音激活因子为 3/8,并且每一服务小区的三个扇区都在使用,式(8.33)就表示相对于一个没有语音激活监测的全向天线系统,SNR 增加了 8 倍,导致用户数增加了 8 倍。

CDMA 功率控制——在 CDMA 中,如果控制每一个移动发射机功率水平,使得它的信号以所需最小的信号-干扰比到达基站,那么就可得到最大的系统容量[Sal91]。如果在一个小区内所有移动发射机的信号功率都被控制,那么基站从所有移动台接收到的全部信号功率等于平均接收功率和覆盖区域内工作的移动台数目的乘积。如果一个移动台信号到达基站时太

弱,那么必须进行某种折衷。如果从一个移动用户来的功率太大,那这个移动单元的性能是可接受的,但它将给在小区内所有用户增加不希望的干扰。

例 8.9

如果 $W = 1.25\text{MHz}$, $R = 9600\text{bps}$,最小可接受的 E_b/N_0 为 10dB,求出分别使用(a)和(b)两种技术在一个单小区 CDMA 系统中时,所能支持的最大用户数。(a)全向基站天线和没有语音激活检测,(b) 在基站有 3 个扇区和 $\alpha = 3/8$ 的语音激活检测。假设系统是干扰受限的。

例 8.9 解

(a) 用式(8.31)

$$N = 1 + \frac{1.25 \times 10^6/9600}{10} = 1 + 13.02 = 14$$

(b) 对每一扇区使用式(8.33)求出 N_s:

$$N_s = 1 + \frac{1}{0.375}\left[\frac{1.25 \times 10^6/9600}{10}\right] = 35.7$$

因为在每一小区内同时存在三个扇区,所以总用户数为 $3N_s$。因此:

$N = 3 \times 35.7 = 107$ 个用户/小区。

8.7.2 多小区 CDMA 的容量

在一个具有分隔开的前向和反向链路的实际 CDMA 蜂窝系统中,临近的小区共享同一频率,并且每一基站控制它自己小区内每一用户的发射功率。但是,一个特定基站不能控制在临近小区内用户的功率,因而,这些用户增加了噪声并减小了我们所关心的特定小区的反向链路的容量。图 8.12 是一个相邻小区内用户分布的例子。小区外用户的发射功率将增加基站接收机上的干扰(在这里,用户受到功率控制)。小区外干扰的数目决定了一个 CDMA 蜂窝系统的频率复用因子 f。理想情况下,每一小区共用同一频率并且取得 f 的最大可能值($f = 1$)。然而,实际上小区外干扰在很大程度上减小了 f。与每一小区共用同一频率的 CDMA 系统相对比,典型的窄带 FDMA/FDD 系统每 7 个小区复用一个信道,在这种情况下,f 为 1/7(参见第 2 章)。

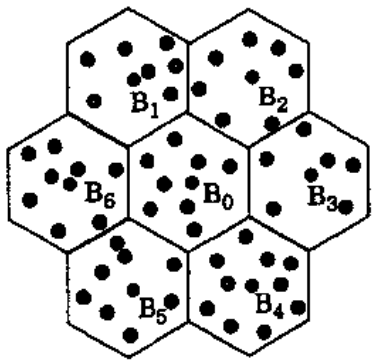


图 8.12 图为在一个 CDMA 蜂窝系统内的用户。每一基站复用同一频率。灰点代表在系统内的用户数,其中每一用户都由他们自己的基站控制发射功率

在反向链路上，CDMA 系统的频率复用因子可定义为[Rap92b]：

$$f = \frac{N_0}{N_0 + \sum_i U_i N_{ai}} \tag{8.34}$$

频率复用效率 F 可定义为：

$$F = f \times 100\% \tag{8.35}$$

式(8.34) 中，N_0 是由$(N-1)$个小区内用户所产生的总干扰功率，U_i 是第 i 个相邻小区内的用户数，N_{ai}是由第 i 个相邻小区内用户产生的平均干扰功率。在所感兴趣的小区内，使用功率控制时，服务用户将与$(N-1)$个小区内非服务用户具有相同的接收功率，并且在一个相邻小区内用户的平均功率可由式(8.36)给出。

$$N_{ai} = \sum_j N_{ij} / U_i \tag{8.36}$$

其中，N_{ij}是所感兴趣的基站从第 i 个小区内的第 j 个用户接收到的功率。每一相邻小区可以有不同数目的用户，并且每一小区外用户将提供不同程度的干扰，此干扰取决于与所感兴趣的基站的距离及其发射功率。一个特定小区中的变量 N_{ai}可以通过标准统计技术而计算出来。

由 Liberiti、Rappaport 和 Milstein 所描述的分析法[Lib94b]、[Rap92b]，使用递归几何方法来确定来自小区内和小区外用户信号的传播路径损耗，是怎样影响一个 CDMA 系统的频率复用的。称为同心圆蜂窝几何法的方法考虑所有小区具有相同几何面积，并规定所感兴趣的小区是一圆形小区，它位于所有周围小区的中央。干扰小区是楔形的并被安置在中央小区的圆周上。图 8.13 是有单层相邻小区的同心圆几何图。

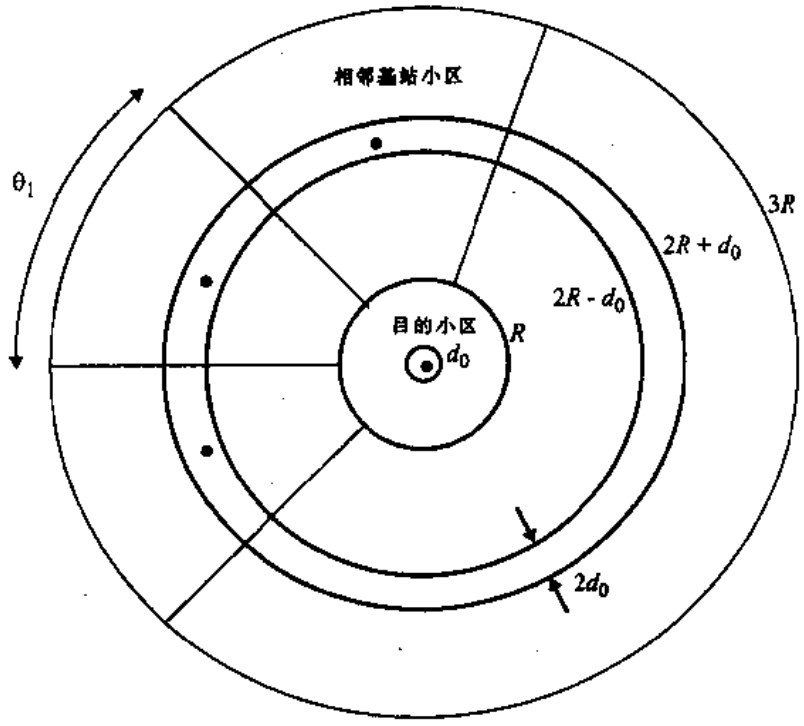


图 8.13　由 Rappaport 和 Milstein 所提议的同心圆蜂窝几何法。注意到中央小区是一圆形，周围小区是楔形。然而，每一小区覆盖相同面积。

让中央小区的半径为 R，并假设存在某一参考距离 d_0，使在中央小区内的所有用户所处的位置到中心基站的距离不会小于 d_0，也就是从所感兴趣的小区内的用户到基站的距离 d 在 d_0 与 R 之间，即 $d_0 \leq d \leq R$。那么，干扰小区的第一层就位于 $R \leq d \leq 3R$ 处，第二层位于 $3R \leq d \leq 5R$ 处，第 i 层就位于 $(2i-1)R \leq d \leq (2i+1)R$。在每一层上，有 M_i 个相邻小区，此处 i 代表层数。如果假设 d_0 比 R 小的多，那么中心小区的面积 A 就等于：

$$A = \pi R^2 - \pi d_0^2 \approx \pi R^2 \tag{8.37}$$

在小区的第一层内，让 A_1 代表区域的整个面积。如果在第一层内的每一小区具有相同的面积 A，那么就应有 M_1 个楔形小区，并且每一小区跨过一特定角度 θ_1。若忽略 d_0，很明显对第一层就存在下面两式：

$$A_1 = \pi(3R)^2 - \pi R^2 = M_1 A \tag{8.38}$$

$$\theta_1 = 2\pi / M_1 \tag{8.39}$$

解式(8.38)和式(8.39)就得 $M_1 = 8$ 和 $\theta_1 = 45$ 度。换句话说，在第一层中存在 8 个楔形小区，并且每一小区跨过 45 度。通过递推，可看到对第二层以及所有后面的层都有下述关系，即第 i 层的面积与在本层内的小区数有关，并可表示为：

$$A_i \approx M_i A = iM_1 A = i8A \qquad i \geq 1 \tag{8.40}$$

$$\theta_i = \theta_1 / i = \pi / 4i \tag{8.41}$$

同心圆几何法是很有用的，因为一旦确定了所感兴趣小区的面积，就很容易去确定具有相同覆盖面积的周围小区。而且，因为每一相邻小区具有和层内其他小区相同的形状和角度跨度，并且在一特定层内的每一小区到中心小区有相同的半径，所以就有可能只考虑在层内一个小区的干扰作用。这样就可以简单地把这一单个小区的作用乘以层内小区的数目就行了。

加权因子

考虑相邻小区内用户的不同分布对干扰的影响，经常是很有用的。它允许我们去确定最坏情况下的频率复用，和为各种不同的用户分布确定复用因子 f 的可能范围提供了灵活性。同心圆蜂窝几何法允许干扰层分为两个子层，内子层位于 $(2i-1)R \leq d \leq 2iR - d_0$ 处，外子层位于 $2iR + d_0 \leq d \leq (2i+1)R$ 处。图 8.13 说明了这种分层法(如同下面所述，在临近小区的基站周围存在一个小的禁止区域)。分层后，在一给定层的一个楔形小区内就有两个区：内部区(占有整个小区的小部分面积)和外部区(占有整个小区的大部分面积)。因为每一小区占有和中心小区相同的面积，所以很明显，若用户在临近小区上规则分布，那么内部区包含的用户数就比外部区少，这样就必将影响到中心小区基站接收到的干扰功率。考虑干扰层内大范围的用户分布，我们使用加权因子在一个临近小区的内部和外部层上重新分布用户。

如果 K 是用户密度(即每单位面积内的用户数)，那么在中心小区内的用户数为 $U = KA$。如果假设所有小区有相同的用户数，那么在第一层也将有 KA 个用户。使用加权因子来改变内部区和外部区之间的相邻小区用户的分布。在第一层内，每一小区的内部区和外部区占有的面积可表示为：

$$A_{1in} / M_1 = (\pi(2R)^2 - \pi R^2)/8 \approx 3A/8 \tag{8.42}$$

$$A_{1\text{out}}/M_1 = (\pi(3R)^2 - \pi(2R)^2)/8 = 5A/8 \tag{8.43}$$

对于要处理 $U = KA$ 个用户的第一层中的每一小区，把内部（$W_{1\text{in}}$）和外部（$W_{1\text{out}}$）区的加权因子用到用户密度上，就有：

$$U = KA = (KW_{1\text{in}}A_{1\text{in}})/M_1 + (KW_{1\text{out}}A_{1\text{out}})/M_1 \tag{8.44}$$

和

$$U = KA = KA[3/8\,W_{1\text{in}} + 5/8\,W_{1\text{out}}] \tag{8.45}$$

使用式(8.45)，能看到若 $W_{1\text{in}} = 1$ 和 $W_{1\text{out}} = 1$，那么 3/8 的用户将在内部区，5/8 的用户将在外部区。这可看作是频率复用的乐观情况（或上限），因为不到一半的干扰者离基站的距离小于 $2R$，5/8 的用户离基站的距离大于 $2R$，这种情况将带给中心小区较低水平的干扰。但是，如果 $W_{1\text{in}} = 4/3$，$W_{1\text{out}} = 4/5$，那么在第一层小区中的一半用户离中心基站的距离小于 $2R$，另一半用户离它的距离大于 $2R$（这符合于六角形小区的情况，在这种情况下，一半用户离所感兴趣的基站较远，另一半用户离所感兴趣的基站较近）。一个最糟情况下的干扰状况就是在第一层中每一小区中的所有 U 个用户都在内部区（因此，由于较小距离和较小的路径损耗，就造成对中心小区更大的干扰）。加权因子考虑到了 $W_{1\text{in}} = 8/3$ 和 $W_{1\text{out}} = 0$ 这一最糟情况。为第二和后面层小区确定合适的加权因子作为练习留给大家。

在同心圆几何法中的中心和楔形小区的面积，超过了在第 2 章中所描述的传统六角形小区的面积。一个六角形小区面积为 $A_{\text{hex}} = (3\sqrt{3}R^2)/2 = 2.598R^2$，而在同心圆几何法中的每一小区占 πR^2 的面积。因此，中心小区占有的面积是一传统六角形小区占有面积的 1.21 倍，如图 8.13 中所示，第一层中的 8 个六角形小区占有的总面积相当于 9.666 个楔形小区占有的面积。因为频率复用是以临近小区来的干扰的相对值为基础的，所以只要用户数和覆盖面积能准确测量，特定几何形状不会严重影响预测量。而同心圆几何法便于分析同信道小区的影响。

使用同心圆几何法求 CDMA 容量

为求出一多小区 CDMA 系统的容量，可使用同心圆几何法和传播路径损耗模型确定来自临近小区用户的干扰。利用式(8.34)可以求出频率复用因子。注意到在小区内的干扰功率 N_0 可简单的表示为：

$$N_0 = P_0(U-1) \approx P_0 U = P_0 KA \tag{8.46}$$

其中，P_0 是接收到的中心小区内 U 个用户中任意一个的功率（因为假设所有用户在功率控制下，所以在基站接收机具有相同的接收功率）。通常，实际上假设任何临近小区也有 U 个用户和基站从它自己小区内的每一用户接收到的功率为 P_0。在一临近小区内，在它自己小区内的每一用户是在功率控制下，并且它离自己的基站的距离为 d'。因为传播路径损耗是以所有大于 d_0 的距离为基础，所以假设在所有圆周内部存在一宽为 $2d_0$ 的小禁止区（看图 8.14）。禁止区是在每一层中假设不包含用户的一个小环行区，有了它就可以把任何传播路径损耗模式用于分析，而不用满足 $d' < d_0$。当 $d_0 < R$ 时这一点很容易说明，小的禁止区占用了微不足道的面积，而干扰水平与禁止区是围绕临近小区基础半径为 d_0 的圆周的情形相同。

当计算临近小区用户对它自己基站的功率时，对 d' 做一微小的近似。图 8.14 说明了怎样对第一干扰小区的内部和外部用户计算这一距离。使用余弦法则，就可表示出第 i 层中的

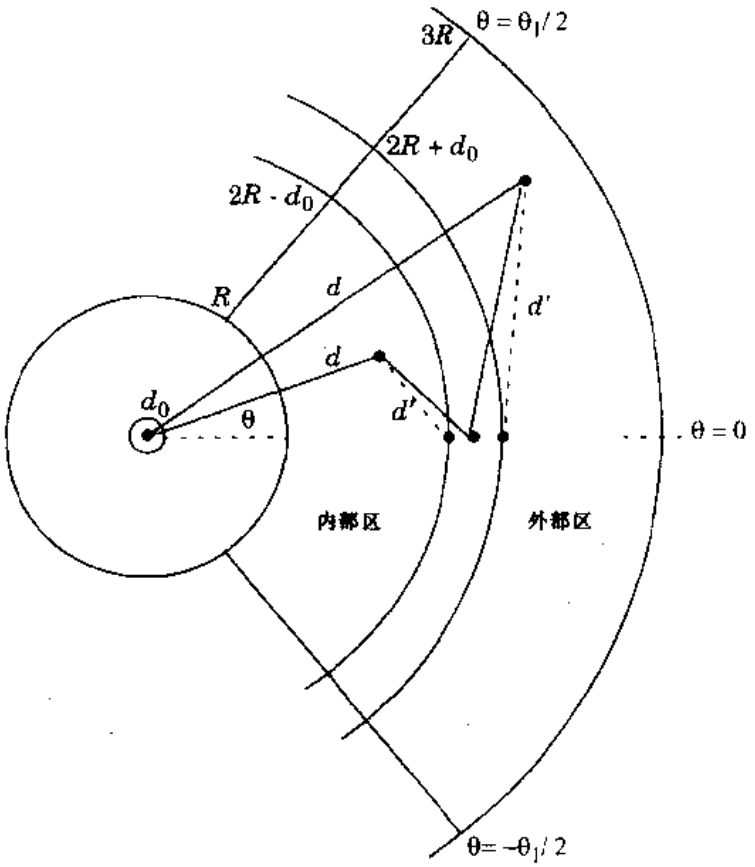


图 8.14　用于计算临近用户和所感兴趣的中心基站之间的几何图。通过把临近小区分为内部区和外部区，在临近小区内的用户分布就可改变

任一小区内用户的距离：

$$d' = \sqrt{d^2\sin^2\theta + (2Ri - d_0 - d\cos\theta)^2} \quad 对\ (2i-1)R \leq d \leq (2i)R - d_0 \tag{8.47}$$

$$d' = \sqrt{d^2\sin^2\theta + (d\cos\theta - 2Ri - d_0)^2} \quad 对\ (2i)R + d_0 \leq d \leq (2i+1)R \tag{8.48}$$

那么，有了 d' 和 d，在第 i 个干扰小区内的第 j 个用户对中心小区造成的干扰功率 $P_{0,i,j}$ 可表示为：

$$P_{0,i,j}(r,\theta,d_0) = N_{i,j} = P_0(d'/d_0)^n(d_0/d)^n \tag{8.49}$$

其中，n 是在第 2 章和第 3 章讲过的传播路径损耗指数，d' 是如式(8.47)和式(8.48)所示的 θ 的一个函数。在式(8.49) 的右边的两个因子，体现了在第 i 小区的第 j 个用户所辐射的实际发射功率乘以从这一用户到中心基站接收机的传播路径损耗。对一临近小区内的每一个用户计算式(8.49)，就有可能用式(8.36)计算出 N_{ai}，这样一来就可以利用式(8.34)来确定 f。

Rappaport 和 Milstein 给出了考虑各个用户加权因子，$n = 2,3,4$ 的路径损耗指数以及小区尺寸变化时的系统[Rap92b]。表 8.4 列出了典型结果，这说明了 f 能在 0.316 和 0.707 之间取值，到底取什么值取决于路径损耗指数和用户的分布。因此，单小区 CDMA 系统具有理想的频率复用($f = 1$)，而实际的频率复用是用户分布和路径损耗的函数。

表 8.4　两种 CDMA 蜂窝系统反向信道的频率复用因子，是 n 的函数(取自[Rap92b]©IEEE)

d(km)	n	频率复用效率		
		下　限 $W_1=3.0$ $W_2=0.0$	六角形 $W_1=1.38$ $W_2=0.78$	上　限 $W_1=1.0$ $W_2=1.0$
2	2	0.316	0.425	0.462
2	3	0.408	0.558	0.613
2	4	0.479	0.646	0.707
10	2	0.308	0.419	0.455
10	3	0.396	0.550	0.603
10	4	0.462	0.634	0.695

8.7.3　空分多址的容量

一个干扰受限 CDMA 系统运行在 AWGN 信道中，具有完善的功率控制，没有来自临近小区的干扰，并且在基站中使用全向天线。对这样一种 CDMA 系统，利用第 5 章中所述的高斯近似可求出用户的平均误码率 P_b 为：

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{3N}{K-1}}\right) \tag{8.50}$$

其中，K 是在一小区中的用户数，N 是扩频因子。$Q(x)$是标准 Q 函数。式(8.50)假设信号序列是随机的并且 K 足够大，满足高斯近似条件。

为了说明在单小区 CDMA 系统中定向天线是怎样改善反向链路的，下面分析图 8.15。图 8.15 说明了三种可能基站天线的配置。全向接收天线将检测到来自此系统的所有用户的信号，因此将接收到最大的噪声。定向天线将接收到的噪声划分为较小值，并且增加了 CDMA 系统中的用户数(如例 8.9 所示)。在图 8.15(c)中所示的自适应式天线为每一用户提供了一个波束，这正是 SDMA 系统的最有效形式。一个理想的自适应式天线能为小区中的每一用户形成一个波束，而且当用户移动时基站会跟踪它。假设形成一波束模式 $G(\varphi)$并使此模式在用户的方向上具有最大增益。这样的方向模式可通过在基站使用 N-元自适应阵列天线来建立。假设一个在水平面上不变的波束模式 $G(\varphi)$，如图 8.16 所示，能由一个阵列形成。模式 $G(\varphi)$能在水平面的 360 度范围内转动，以使服务用户总是处于该天线模式的主瓣中。假设在单小区系统中的 K 个用户均匀的分布在二维小区中(在水平面，$\theta=90$ 度)，并且基站天线能够同时为小区内所有用户提供这样的模式。在反向链路上，来自所需移动信号的功率是 $P_{r;0}$。$k-1$ 个干扰用户在基站天线的信号功率分别是 $P_{r;i}(i=1,\ldots k-1)$。一个用户所感受到的平均总干扰功率 I(在基站阵列天线处测量，阵列是指向用户 0 的)为：

$$I = E\left\{\sum_{i=1}^{K-1} G(\phi_i) P_{r;i}\right\} \tag{8.51}$$

其中，ϕ_i 是水平面上第 i 个用户的方向，它在 x 轴上测量；E 是平均算符。式(8.51)，不考虑

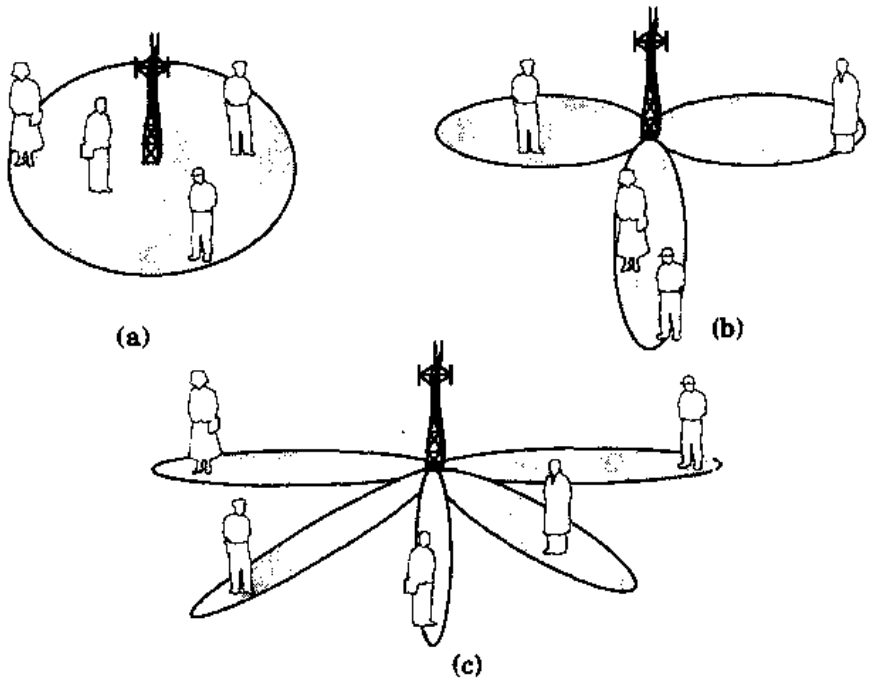


图 8.15　插图说明不同的天线模式　(a) 全向基站天线模式;(b) 定向基站天线模式;(c) 自适应天线模式,为小区内每一用户提供单个波束

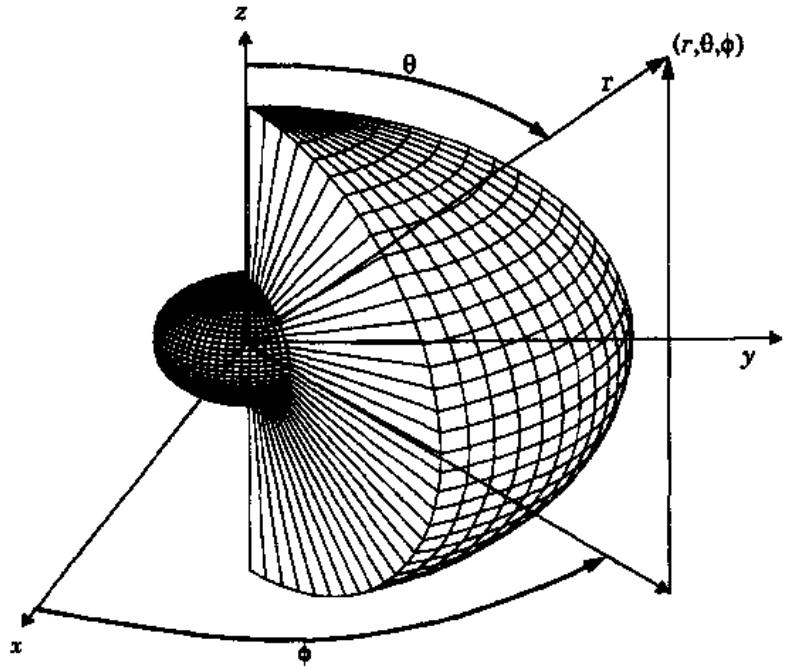


图 8.16　一理想化顶部平坦模式,60 度波束宽和一 6dB 侧波瓣。考虑离基站远近不同的用户,此模式在水平轴上无变化(取自[Lib94b]©IEEE)

来自临近小区的干扰。如果应用理想的功率控制使得每一用户在基站天线上的功率都一样,那么 K 个用户均有 $P_{r,i} = P_c$,用户 0 所感受到的平均干扰功率为:

$$I = P_c E\left\{\sum_{i=1}^{K-1} G(\phi_i)\right\} \tag{8.52}$$

假设用户相互独立地、均匀分布在整个小区中，那么中心小区的一个用户所感受到的总干扰为：

$$I = \frac{P_c(K-1)}{D} \tag{8.53}$$

其中，D 是天线的方向增益，由 $\max(G(\phi))$ 求得。在一典型蜂窝系统中，D 的变化范围是从 3dB 到 10dB。当天线波束模式更窄时，相应的 D 就会增加，所接收到的干扰 I 就会减少。对用户 0 的平均误码率可表示为：

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{3DN}{K-1}}\right) \tag{8.54}$$

因此可看出，误码率取决于接收机的波束模式，并且当基站使用高增益自适应式天线时，能获得相当大的改善。

基于来自临近小区的附加干扰增加了干扰水平这一事实，对于多小区环境中使用定向天线的一特定用户的平均差错概率可表示为：

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{3fDN}{K-1}}\right) \tag{8.55}$$

其中，f 是式(8.34)中所表示的频率因子[Lib94b]。图 8.17 说明了具有不同传播损耗指数的平均差错概率，在此图中，使用在 8.7.2 节中所描述过的单个干扰小区层几何法对两个不同类

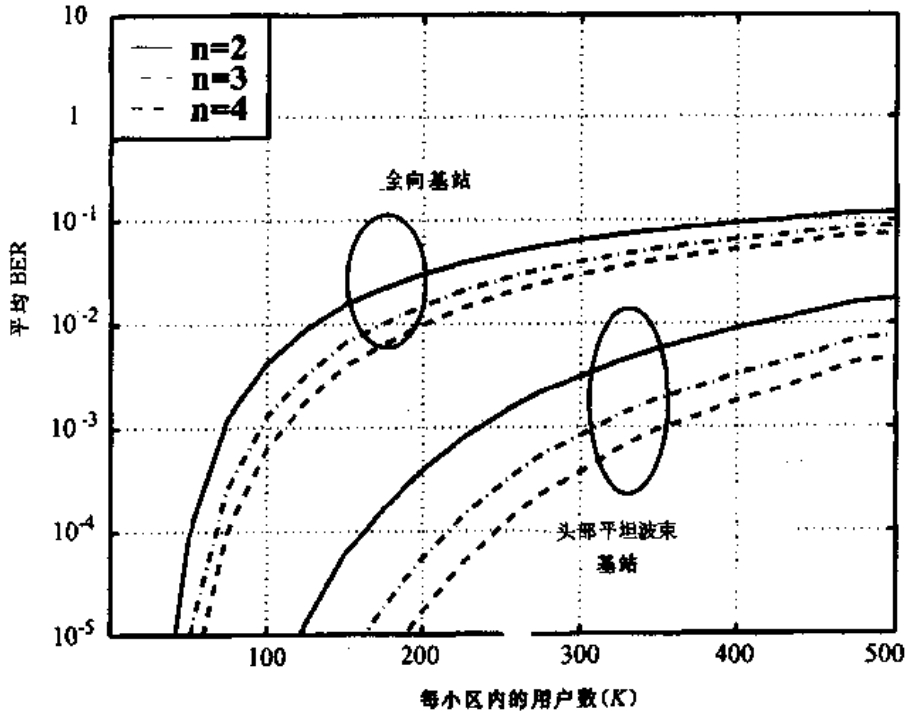


图 8.17　在具有一个同信道小区干扰层的CDMA系统中，一个用户的平均差错概率。所感兴趣的基站使用(a)全向基站天线和(b)SDMA系统，它有 $D = 5.1$dB的头部平坦波束并且分别指向在小区内的 K 个用户。注意到对于给定平均差错概率，SDMA明显提高了系统容量

型的基站天线进行了比较[Lib94b]。在图 8.17 中,一条是使用标准全向基站天线时所得到的平均差错概率曲线,而另一条是使用方向增益大约为 5.1dB 的顶部平坦波束时得到的曲线(此波束对于特定角度范围,方向增益为常数)。假设此波束具有一跨度为 30 度的最大增益波瓣,和具有比最大增益低 6dB 的侧波瓣。而且,假设基站形成 K 个分开的波束,分别指向小区内 K 个用户。注意,在 $n=4$ 的传播路径损耗环境中,若其平均差错概率为 0.001,那么该系统将支持 350 个用户,而全向天线只支持 100 个用户。用户增加的数目粗略地等于由该系统所提供的定向数。用户数的增加说明了在无线系统中 SDMA 可以提高系统容量。注意,此处没考虑多径。散射和多径对 SDMA 性能的作用是目前研究的一个课题,它们必将会影响 SDMA 技术的性能和实现策略。

问题与练习

8.1 每帧支持 8 个用户且数据速率为 270.833kbps 的 GSM TDMA 系统。(a)每一用户的原始数据速率是多少?(b)如果保护时间、跳变时间和同步比特共占用 10.1kbps,那么求每一用户的传输效率。

8.2 美国数字蜂窝 TDMA 系统的数据速率为 48.6 kbps,每帧支持 3 个用户。每一用户占用每帧中 6 个时隙的 2 个。求每一用户的原始数据速率是多少?

8.3 对题 8.2,假设每一反向信道帧包含 6 个时隙,每一时隙占 324 位,并且在每一时隙内,有 6 个保护位,6 用于跳变位,28 个同步位,12 个控制信道位,12 位用于管理控制信号和 260 个数据位。(a)求美国数字蜂窝标准的帧效率。(b)如果使用半比率语音编码,那么在一帧内支持 6 个用户,求用半比率语音编码的用户的原始数据速率和帧效率。

8.4 太平洋数字蜂窝(PDC)TDMA 系统使用 42.0 kbps 的数据速率,并且每帧支持 3 个用户。每一用户占用每帧 6 个时隙中的 2 个。(a) 每一用户的原始数据速率是多少?(b) 如果帧效率是 80%,帧长是 6.667ms,那么求出每帧发送给每一用户的信息比特数。(c) 如果使用半比率语音编码,那么每帧含 6 个用户,求每帧发送给每一用户的信息比特数。(d) 半比率 PDC 中的每一用户的信息数据速率是多少?

8.5 假设对美国 AMPS 标准使用非线性放大器来进行 FDMA 发射。如果一基站同时发射 352 个控制信道和 360 个语音信道,那么求出在前向链路上由于交调而可能携带干扰的所有蜂窝信道。

8.6 如果寻呼系统以 931.9375MHz 发射,一个蜂窝系统基站在 318 号 AMPS 控制信道上广播,并且两个天线都位于同一广播塔上,求出被一个带有非线性放大器的接收机检测到的包含交调干扰的蜂窝信道。在什么情况下可以产生这种类型的交调?

8.7 在一不分槽 ALOHA 系统中,分组到达次数符合泊松分布,并且到达率为 1000 分组/秒。如果比特速率是 10Mbps 和 1000 比特/分组,求(a)系统的归一化吞吐量和(b)使吞吐量最大的每分组的比特数。

8.8 在一分槽 ALOHA 系统中重做题 8.7。

8.9 如果信道数据速率为 19.2kbps,每一分组包含 256 比特,求在分组发射单元中的传播延迟。假设一用户与发射机之间有一条 10km 的视距天线路径。如果使用分槽

ALOHA，那么对这一系统最好的每分组所含的比特数是多少（假设 10km 是发射机和接收机之间最大距离）？

8.10 对 $n=3$ 的传播路径损耗，最小可接受的 $C/I=14$dB 情况下，求每一小区的模拟信道数。此系统合适的簇大小为多少？假设信道带宽为 30kHz，所分配的总频谱为 20MHz。

8.11 当 $n=2$ 和 $n=4$ 时，重做题 8.10。

第9章 无 线 网 络

9.1 概述

对个人通信的广泛需求促进了网络新技术的发展，这些新技术能满足那些经常来往于楼房和街道、城市和国家间的用户进行声音和数据通信的需要。图 9.1 给出了一个蜂窝电话系统的模型。这种系统必须能覆盖一定的区域，称之为覆盖区或市场。将许多这样的系统相互连接起来就组成了能够向整个国家甚至整个大陆的移动用户提供通信服务的无线网络。

要想在某个地域内实现无线通信，就必须建立一个由基站组成的网络以保证能覆盖到所有的移动用户。反过来，基站也必须连接到一个被叫做移动交换中心(MSC)的设施上。移动交换中心能把共用交换电话网(PSTN)和许多 MSC 连接起来，最终实现系统中所有移动用户间的通信。PSTN 构成了一个全球电信网，它把全世界范围内的 MSC 和普通(陆地)电话交换中心(又称中心局)都连接起来了。

图 9.1 描述了 90 年代初期典型的蜂窝系统。不过现在发展新的通信体系以满足无线终端用户的需要已成为一种主流。例如，个人通信系统(PCS)可能会通过现有的有线电视体系扩展到邻近区域或城市之间，在那里使用微区(microcells)来实现本地无线通信业务。光纤传输系统也正在用来连接无线端口、基站以及 MSC。

为了实现移动用户与基站间的通信，建立了基于通信协议的无线连接，这个协议叫公共空

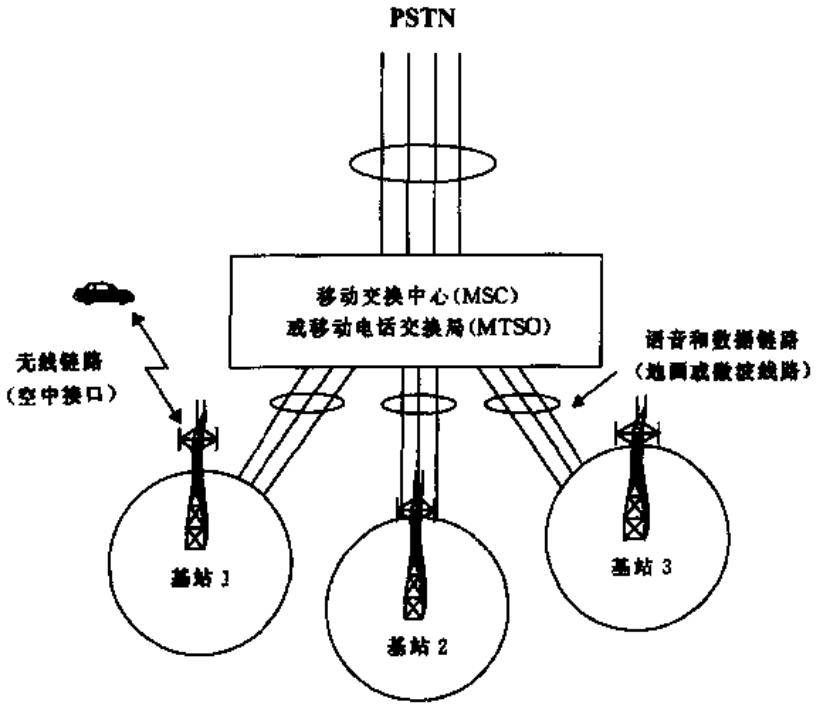


图 9.1 蜂窝系统示意图

中接口(CAI)。它实质上是一个有精确规定的握手通信协议。CAI 准确规定了移动用户和基站间如何通过无线通信以及实现控制信令的方法。CAI 必须提供有极高可靠性的信道以保证移动用户与基站间准确的收发数据,以及有确定的传输速度和信道编码。

在基站中,去掉移动通信中的空中接口部分(如信令和同步信号),同时保留话音通信功能,将其传输到在固定通信网中的 MSC。一个基站可能需要同时处理 50 个呼叫,而一个典型的 MSC 则可能同时需要连接 100 个基站到 PSTN 上(相当于同时连接 5000 个呼叫),所以 MSC 和 PSTN 间在任何时候都要有大容量的通信能力。可见一个网络的规划和标准取决于它是对单个的用户还是为许多用户提供服务。

不过,网络这个词常用来泛指各种话音和数据通信。既有单个移动用户与基站间的通信,也指一个大的 MSC 与 PSTN 间的连接。这种广泛的含义使我们必须给出许多在网络中应用的策略和标准。然而,在本章中要论及所有这些方面是不可能的。不过,现今无线网基本是按下述的概念和标准实现的,既首先申请移动用户到基站的接续,然后将基站与 MSC 连接起来,接着是 MSC 与 PSTN 的连接,最后实现全世界范围内 MSC 间的相互连接。

9.2 无线网与固定电话网的区别

PSTN 中信息的传播通过陆地通信线路(又叫干线)进行。这些线路包括光纤、铜缆、微波中继,以及卫星中继。PSTN 中的网络配置实际上是静态的,因为只有当用户搬迁住处需要在本地中心局(CO)重新登记时,网络连接才会改变。同时,无线网是一种强有力的通信手段,当用户漫游到其他基站的覆盖区域时,网络将重新进行配置。固定网络是很难改变配置的,无线网则必须每隔很短的时间就为其用户重新配置一次(以秒计算),以保证呼叫用户移动时,能实现漫游和不知不觉地越区切换。固定网络的可用带宽能通过安装大容量电缆提高,而无线网提供给用户的带宽则受到射频带宽资源的限制。

9.2.1 公共交换电话网(PSTN)

PSTN 是一个高度集成的通信网。它提供世界上 70%的住户间通信。1994 年初,国际电信组织估计世界上有 6.5 亿陆线电话和 3 亿蜂窝电话[ITU93]。陆线电话数量以 3%的速度递增,而无线电话数量则以超过 50%的速度递增。每一部电话都通过 PSTN 实现通信。

每个国家都有责任管理好 PSTN 在其国内的部分。然而一段时间以来,一些国家的电话系统已被那些为追求利润而提供本地和长途通话服务的公司所控制。

在 PSTN 中,每一个城市或属于同一通信区域内的城镇被称做本地接入和传输区(LATA),LATA 则通过被称为本地交换运营商(LEC)的公司与外界实现通信连接。LEC 是一个提供话务服务的公司,它可能是一个本地电话公司,也可能是一个地区电话公司。

长途电话公司通过收取长话费维系其长途通信网的 LATA 间的连接。这些公司被看成局间运营商(IXC),他们拥有和管理大型光纤和微波通信网,这些网络与一个国家甚至一个大陆的 LEC 都连接上了。

在美国,1984 年的反垄断法案(又叫修正最终裁决或 MFJ)造成了 AT&T(它曾是美国主要的本地和长途通信公司)分成七大贝尔运营公司(BOC),每一个都有自己的业务范围(见图 9.2)。尽管政府允许 AT&T 提供某个 BOC 业务范围内的 LATA 间的长途通信业务,以及每

个 BOC 间的局间通信业务，但 AT&T 在每个 BOC 业务范围内提供本地通信服务是不允许的。同时，BOC 间的 LATA(局间)通信业务以及长途交换业务也是被禁止的。在美国，包括广为人知的 BOC 在内，共有大约 2000 家电话公司。

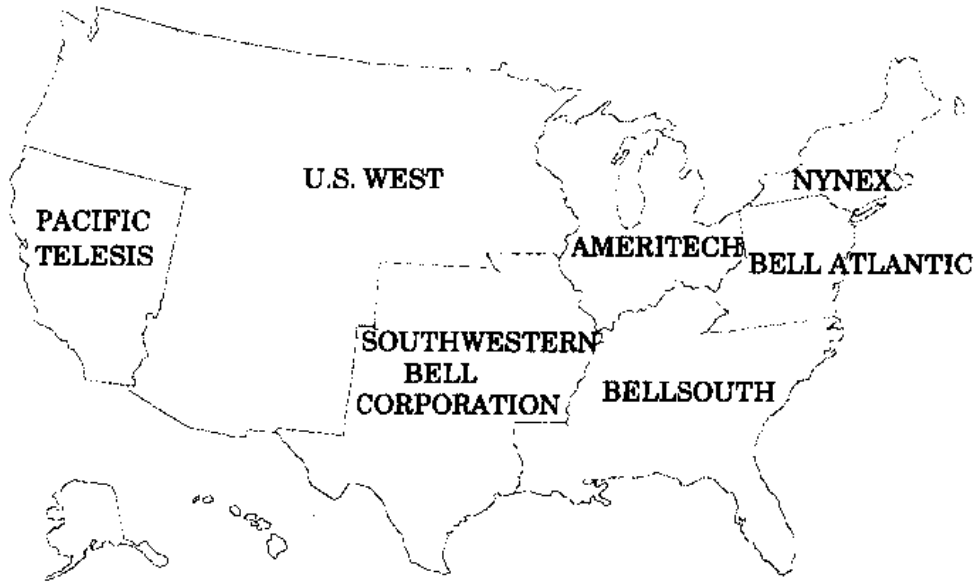


图 9.2 美国各贝尔公司的业务范围

图 9.3 给出了一个简化的本地电话网，又叫市话交换网。每个局域网都有一个中心局，它将 PSTN 连接到用户房屋设备(CPE)上，这些设备可能是一部居民住宅电话，也可能是一部办公用的专用小交换机(PBX)。中心局需处理多达一百万的话务接续，它连接到了汇接交换机上，而汇接交换机则负责市话交换机和 PSTN 间的连接。汇接交换机把本地市话网连接到由一个或多个局间运营商(IXC)提供的长途干线的 POP(Point of Presence)上[Pec92]。有时 IXC 也可直接连接到 CO 交换机上，以避免本地通信服务费全被 LEC 收取。

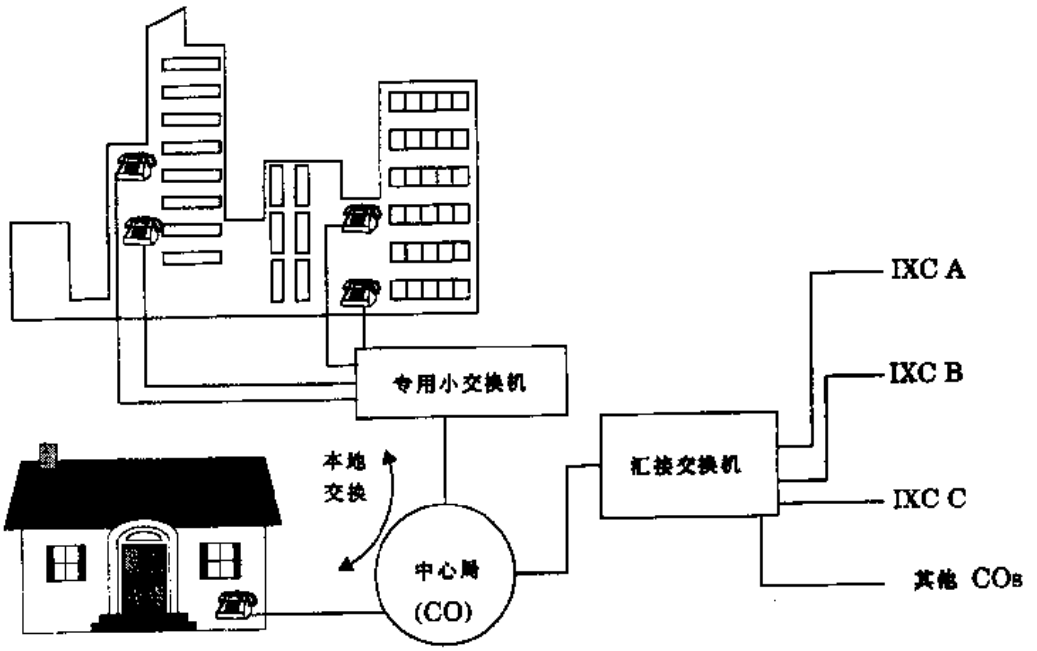


图 9.3 本地陆线电话网

图 9.3 也给出了 PBX 如何在一个建筑物或校园内实现电话业务。除了通常经由中心局的市话和长话业务，PBX 允许一个组织或实体开通其内线电话业务或其他室内通信业务。(不需要通过 LEC)，这如同其他组织间专用的网络一样，通过向 LEC 和 ICX 供应商租用的线路实现。

9.2.2 无线网络的局限性

在本地固定电话网中，所有的终端用户都是静态的。相比之下，无线通信系统要复杂得多，首先，无线网需要一个连接基站和用户的空中接口，以保证在各种传输环境下，无论用户在什么地方，都能提供与有线质量相当的通信。为保证足够的覆盖区，必须在通信有效区内设立许多(有时达数百个)基站，而且每个基站都要连接到 MSC 上。除此之外，MSC 最终也必须把每个移动用户接续到 PSTN 上，这需要一个独立的信令网，连接上 LEC，一个或多个 LXC，以及其他的 MSC 上。

时至今日，技术上所能达到的通信容量总是赶不上对无线通信的要求。这些在设计 MSC 时显得更为明显。一个中心话务交换机可能要同时处理一百万陆线用户话务，而 90 年代中期最复杂的 MSC 只能同时处理 10 万至 20 万蜂窝电话用户的话务。

无线网的一个特有的问题；即无线信道的恶劣和随机的特性，用户需要在任何地方和任何移动速度下都能得到通信服务，MSC 就必须随时在网络内的基站间进行话务交换，能使用的带宽是有限的，因此无线网实际上是被限制在一个固定的带宽内，同时又要满足不断增加的用户需求。高效调制技术、频率复用技术，及分布式无线接口是无线网中不可少的技术要素。随着无线网业务的扩展，基站的数目也必须增加，这加重了 MSC 的负担。由于移动用户所处的位置经常变化，无线网的每个环节都需要更多的信息。在 MSC 中更是如此，因此它需要保证无差错通信而不论用户在什么地方。

9.2.3 无线网络和 PSTN 的融合

在全世界，第一代无线网(模拟蜂窝和无绳电话)是于 80 年代早期至中期投入使用的。同时，陆线电话公司在设计 PSTN 上也有了革命性的突破。直至 80 年代中期前，大多数陆线电话仍通过与话音共用传输线路来传输信令，即一条物理线路同时为用户传送信令(被叫号码和振铃命令)和话音。在 PSTN 中，把传输话音的线路用来传输信令数据利用率是很低的，因为在没有话音传输时线路也不能用于其他业务。简单地说，就是用了性能优越的 LEC 和长话线路去传输低速率的信令信息，而这单独用一条带宽低得多的信令信道就能实现。

独立的一条信令信道使得话音线路可以专门用来传输话音话务，并且每一条线路可以为更多的用户服务。因此，在 80 年代中期，PSTN 变成了两个并存的网络——一个专用于用户业务，另一个专用于呼叫信令。这种技术被称为公共信道信令(CCS)。

所有的现代电话网中都采用了公共信道信令。前不久，蜂窝 MSC 已采用了专用信令信道来实现全球信令互连，从而使全世界的 MSC 能互相传递用户信息。目前许多蜂窝电话系统中，在话音传递的同时，每个呼叫的信令信息也通过一条单独的信令信道传输，通常到信令网的接口是由 IXC 提供的，同时收取一定的报酬。在北美，蜂窝电话信令网是采用 7 号信令系统(SS7)，而每个 MSC 则按 IS-41 协议与大陆上其他 MSC 通信[Rap95]。

在第一代蜂窝系统中未采用公共信令信道，信令与话音共用传输线路。而在第二代无线网中，空中接口已被设计同时为每个移动用户提供用户和信令信道，这样 PSTN 中每个移动用户可享受与有线用户一样的服务。

9.3 无线网络的发展

9.3.1 第一代无线网络

第一代蜂窝和无绳电话网是基于模拟通信技术，所有的蜂窝系统都采用频率调制，而无绳电话则只通过一个基站与一个便携终端通信。一个典型的第一代蜂窝电话系统是在美国使用的高级移动电话系统(AMPS)(见第 10 章)。从根本上说，所有第一代系统都是采用如图 9.4 所示的通信结构。

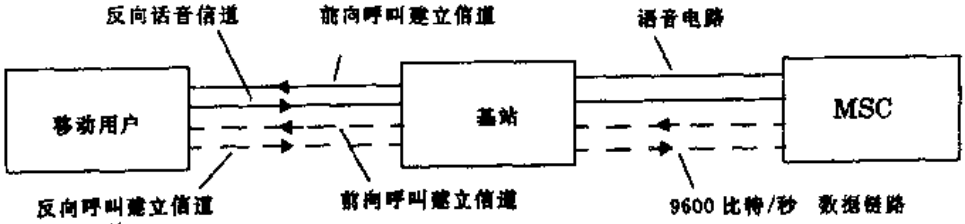


图 9.4 第一代无线网中移动终端、基站和 MSC 间的信令传输

图 9.5 描绘了一个第一代蜂窝无线网，包括移动终端、基站及 MSC。在这里，由 MSC 负责每个覆盖区的系统管理，它拥有每个移动用户的相关信息，并且管理他们的越区切换通信，同时还完成所有的网络管理功能，如呼叫接续和维护、计费，以及监控覆盖区内的非法行为。MSC 通过陆地干线和汇接交换机接到 PSTN 上，同时还通过专用信令信道(见图 9.6)与其他 MSC 连接，相互交换用户的位置、权限及呼叫信令。

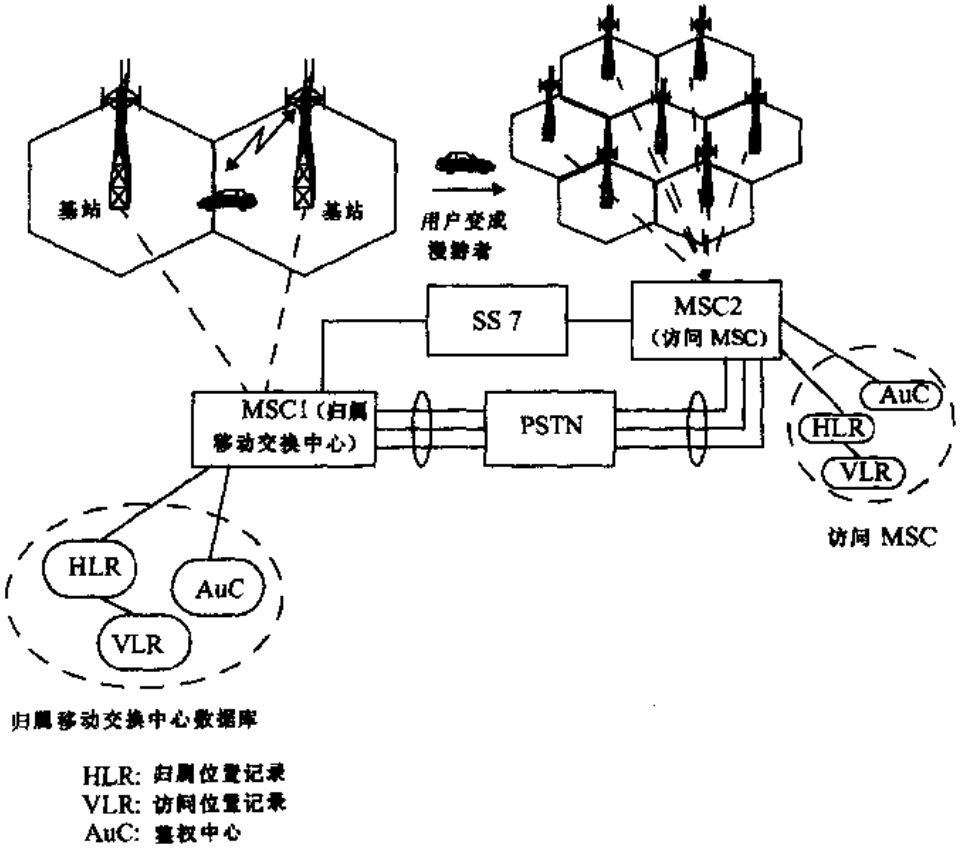


图 9.5 蜂窝无线网的模块图

从图 9.6 可以看出,PSTN 与 SS7 信令网是相互独立的,在现代蜂窝电话系统中,PSTN 负责长话业务,SS7 网负责传输信令来实现呼叫建立及通知 MSC 某特定用户信息已经在 SS7 网络中传送。

第一代无线网能提供基站和移动用户间的模拟话音和低效的低速率数据通信。不过,话音信号常通过标准的时分复用数字化后,再在基站与 MSC 及 MSC 与 PSTN 间传递。全球蜂窝网需要与所有在网络覆盖区内登记的用户保持联系,才有可能向处于任何位置的漫游用户转发呼入的呼叫。当移动电话处于开机状态但未通话时,它一直监测着附近信号最强的控制信道。

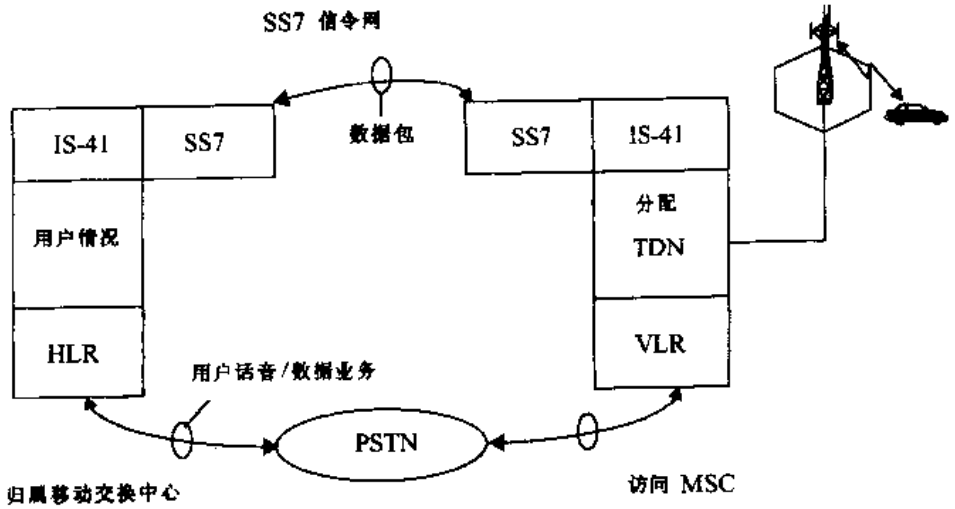


图 9.6 北美蜂窝网体系用来在 MSC 间传输用户业务和信令(取自[NAC94]©IEEE)。SS7 网的组成及其功能将在本章后面论述

当用户漫游到其他业务提供者负责的覆盖区内时,无线网必须为他重新登记,同时取消他在原先所属的业务提供者那里的注册,从而当用户来往于不同的 MSC 覆盖区时,网络能把呼叫连接到用户那里。

直至 90 年代初期前,漫游于不同蜂窝系统的用户必须在他们每进入一个新的覆盖区时都重新手动注册一次。这需要用户呼叫系统管理员来申请登记。到了 90 年代初,美国的蜂窝系统运营商采用了新的网络协议标准 IS-41 来实现蜂窝系统自动配置漫游至其覆盖区内的用户,称之为运营商间漫游。IS-41 还允许不同业务供应商的 MSC 在需要时,把他们的用户信息传送给其他 MSC。

IS-41 的实现依赖于 AMPS 的一个特征:自动注册。用户通过自动注册将其方位告知给向其提供服务的 MSC。移动终端通过周期性读取和传送其注册信息实现自动注册,MSC 则由此实现用户注册表的不断更新。每隔 5 至 10 分钟,注册命令就被放到每个控制信道的信头中,其中包含一个定时器供移动用户确定他应在何时向所在地的基站回复其注册信息。每个终端用户在短暂的注册期内,传送其移动识别数(MIN)和电子序列号(ESN),供 MSC 刷新其覆盖区内的用户列表并使其生效。MSC 通过每个正在使用的用户 MIN,区分其是本地用户还是漫游用户,并且在如图 9.5 所示的归属位置登记(HLR)和漫游位置登记(VLR)中,有一个实时用户列表。IS-41 允许相邻系统的 MSC 自动处理漫游用户的注册和方位信息,从而用户不必再手动注册,系统会为每个新的漫游用户产生一个 VLR,通过 IS-41 通知其归属系统使

其更新自己的 HLR。

9.3.2 第二代无线网络

第二代无线网络采用了数字调制技术和先进的呼叫处理技术，这种网络的例子包括：全球移动通信系统(GSM)，美国 TDMA 和 CDMA 数字标准(电信工业协会 IS-54 及 IS-95 标准)，无绳电话(CT2)英国无绳电话标准，个人接入通信系统(PCAS)及欧洲的无绳及室内电话标准欧洲数字无绳电话(DECT)。还有很多第二代无线系统，将在第 10 章讨论。

第二代无线网采用了新的网络结构，使 MSC 的计算量降低，这也将在第 10 章中讨论。GSM 引入了一个新的概念——基站控制器(BSC)。BSC 接在 MSC 与几个基站之间，在 PACS/WACS 中，称 BSC 为无线端口控制单元。这种结构上的变革使 MSC 和 BSC 间的数据接口标准化，因此运营商可以使用不同制造商的 MSC 和 BSC 设备。标准化和互操作性是第二代无线网的新特征，它最终使得 MSC 和 BSC 等成为可采购的现货，这很类似于有线电话中的相应的部件。

所有的第二代无线网都采用数字语音编码和调制，在空中接口中采用了专用控制信道(公共信道信令——见 9.7 节)。通话中话音和控制信息通信能在用户、基站和 MSC 间同时进行。第二代网络还在 MSC 及每个 MSC 与 PSTN 间提供了专用话音线路和信令线路。

与主要用来进行话音通信的第一代网络相比，第二代无线网则增加了用来传输寻呼及其他数据业务的功能，如传真、高速数据接入等。网络控制功能则分散于网络中，移动站承担了更多的控制功能。在第二代无线网中，越区切换是移动控制的，称为移动辅助切换(MAHO——见第 2 章)。网络中的移动单元有许多第一代网中用户单元没有的功能，如接收功率报告、邻近基站搜索、数据编码及加密。

第二代无绳电话标准的一个例子就是 DECT。它允许每个无绳电话通过自动选择信号最强的基站与任意基站进行通信。在 DECT 中，基站更多地控制交换、信令及越区切换。一般的说，第二代网络都尽量减少基站或 MSC 的运算和交换负担，同时信息配置也更灵活，这使得系统得以更快地发展，而且系统各部分的关联减少了。

9.3.3 第三代无线网络

第三代无线网络将在业已成熟的第二代无线网的基础上建立起来，其目的是用单独一套标准来满足广泛的无线通信的需求，并在全世界提供通用的通信接口。在第三代网中，无绳电话和蜂窝电话间将没有什么区别，各种话音、数据和图像通信业务也将通过通用个人通信设备实现。

宽带 BISDN 将在第三代网中应用(BISDN 在 9.8 节中论述)，来提供诸如 Internet 及其他公用和专用数据库这样的信息网络的接口。许多不同的信息(话音，数据，图像)都可以进行传输；在各种地方(不论人多或人少)都能提供服务；不论固定用户还是高速移动的移动用户都能进行通信；在保证可靠的信息传输的同时，将采用无线分组通信来分散网络的控制。

个人通信系统(PCS)和个人通信网(PCN)这两个词常用来指为掌上设备服务的第三代无线网。PCS 也被广泛称作未来公众陆地移动电话系统(FPLMTS)。最近又改称为国际移动电话 2000(IMT-2000)及通用移动电话系统(UMTS)，后者主要指欧洲先进的个人移动通信业

务。

9.4 固定网络传输层次

无线网的运行主要依赖于陆地连接，如 MSC 就是用光纤、铜缆或微波连接到 PSTN 及 SS7 上的。基站与 MSC 的连接也是采用视距微波、铜缆及光纤。为了减少物理线路数量，每条线路都必须能连续地传送高速数据。

一些标准的数字信令格式构成了网络的传输层次，它使得拥有大量话音信道的高速网能实现互连。这些数字信令格式采用了时分复用的技术。在美国，最基本的数字信令格式叫 PS-0，它在一条双向话音信道上以二进制 PCM 的方式传递 64kbps 的数据。

第二层 DS 格式是 DS-1，它将 24 条全双工 DS-0 话音信道时分复用为一条 1.5Mbps 的信道（其中 8kbps 用于控制）。与分层传输相关的是 T(N)设计，它用来描述传输线路对特定 DS 格式的兼容性。在点对点通信网中，DS-1 信令是在 T1 型中继线上传输，广泛用于连接 MSC 与基站的 DS-1 信令是在 T1 型中继线上使用。T1 型中继线将 24 个话音信道数字化后分布在 4 条全双工线路上。在欧洲，CEPT 规定了一个类似的传输层次，第 0 级代表一条双工的 64kbps 话音信道，第 1 级则把 36 条信道集中为一条 2.048Mbps 的时分复用数字流。世界上大多数的 PTT 都采用了欧洲的这种层次结构。表 9.1 给出了在美国和欧洲采用的数字传输层次结构[Pec92]。

表 9.1 数字化传输中的层次

信令层次	比特率	等效话音线路数	传输系统
北美和日本			
DS-0	64.0kbps	1	
DS-1	1.544Mbps	24	T-1
DS-1C	3.152Mbps	48	T-1C
DS-2	6.312Mbps	96	T-2
DS-3	44.376Mbps	672	T-3
DS-4	274.176Mbps	4032	T-4
CEPT(欧洲及其他大多数的电信网)			
0	64.0kbps	1	
1	2.048Mbps	30	E-1
2	8.448Mbps	120	E-1C
3	34.368Mbps	480	E-2
4	139.364Mbps	1920	E-3
5	565.148Mbps	7680	E-4

通常，传输速率超过 10Mbps 时需采用同轴电缆、光缆或宽带微波中继，而价格较低的双绞线和同轴电缆则在低速传输场合使用。在连接基站到 MSC 或在无线网中分配中继话音信

道时，广泛采用 T1(DS1)或第一级链路，由普通的双绞线构成。而在 MSC 或 CO 向 PSTN 连接时，则采用 DS-3 或速率较高的线路。

9.5 无线网络中的业务路由选择

无线网中需要的传输容量主要依赖于所传输的业务类型，例如，用户的呼叫(话音传输)需要专门的网络接口以保证实时通信，而控制和信令信号则常是突发的。它们与其他突发用户共享网络资源。另外，有些业务需要保证实时传输，有些不一定需要。所以，所传输的业务类型决定了无线网的路由选择策略、所采用的协议及呼叫的处理技术。

网络常用的路由选择机制有两种：面向连接的选择机制(虚电路路由选择)和虚连接选择机制(数据包选择机制)。在面向连接的路由选择中，通信路由在整个传输过程中是不变的，当呼叫建立后，网络资源将被信源和信宿独占。由于传输线路的固定，到达信宿的消息顺序与传输前顺序完全一样的。为了保证有噪声干扰时，传送数据的正确性，在面向连接的业务中，主要依靠纠错编码，如果纠错码不足以保证传输的正确性，通信将被中止，所有的消息必须从头传送。

与此相反，虚连接的路由选择不用建立一个固定的连接，并且主要采用分组交换，由几个数据包组成一个消息，每个数据包则独立选择路由。一个消息中的数据包可能是经不同的路由传输，所用的时间也不同。此时数据包不需按发端顺序到达收端，但在收端要重新排序。由于传输路由各异，有些数据包可能由于网络或线路故障丢失，但其他的仍安全到达，此时它们被附加上很多信息，使得在收端能进行消息重现。因此，虚连接路由选择常能避免重新传送整个消息，不过每个数据包需要更多的附加信头。典型的信头包括：信源地址、信宿地址、路由信息及用于收端排序的信息。在这里，无需在呼叫开始时进行呼叫建立，每个消息突发是在网络中独立处理的。

9.5.1 电路交换

第一代蜂窝系统中提供的是面向连接的业务。在基站中，语音信道被用户独占，呼叫建立后网络资源也被独占，也就是说在蜂窝电话通话过程中，基站和 PSTN 间的话音信道由 MSC 分配给特定用户。更进一步说，需要通过呼叫建立来连接信源和信宿。由于无线信道已被移动用户与 MSC 间的双向通信所独占，同时也独占了 MSC 与终端用户间的话音线路，因而在无线通信中是通过电路交换实现面向连接的业务。在呼叫初始化和呼叫完成时，各种无线电路及 PSTN 话音线路通过切入切出来处理业务流。

电路交换在整个呼叫过程中建立了一条固定线路(包括基站与移动用户间的无线信道及 MSC 与 PSTN 间的独占电话线路)。即使用户可能越区切换至其他基站，也始终有一条向用户提供服务的专用无线信道，同时 MSC 独占着一条到 PSTN 固定的全双工的电话连接。无线数据网不适于用电路交换实现，因为其数据传输是突发而短暂的，会有很长的空闲时间。通常建立线路连接的时间比数据传输的时间还长。事实上，电路交换只适合于话音传输或持续不断的长时间数据传输。

9.5.2 分组交换

虚连接业务说明了这样一个事实:消息传输不需要独占资源。分组交换(也叫虚交换)是无连接业务中最常见的技术,它允许许多数据用户与同一物理信道保护虚电路连接。由于用户随时都可能接入网中,当用户要传递数据时无须通过呼叫建立独占线路。分组交换将每个消息分成小的单元进行传递与恢复[Ber92]、[DeR94]。此时一定数量的控制信息会加到每个数据包中以明确信源和信宿及满足纠错的需要。

图 9.7 给出了一数据分组的格式,它包括信头、用户数据及尾标。信头表示一个新的分组的开始与信源、信宿地址,分组顺序号及其他路由和计费信息。用户数据包含经纠错编码的信息。尾标则包含了一个循环校验码,用于收端检错。

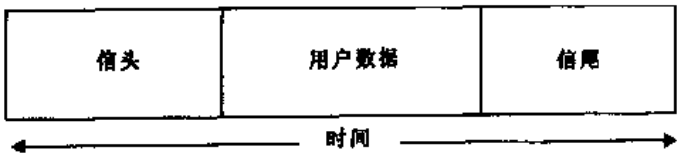


图 9.7 分组数据格式

图 9.8 给出了一个传输中的分组格式。它一般含有五个字段:帧标、地址段、控制段、信息段及帧顺序号。帧标是一个特殊的顺序号,代表一帧的开始和结束。地址段包括用于传输消息及接收应答的信源和信宿地址。控制段有传输确认信息、自动请求重复(ARQ)及分组排序的功能。信息段包含着用户信息,其长度是不定的。最后一个是帧段校验字段或 CRC(循环冗余校检),用于校检错误。

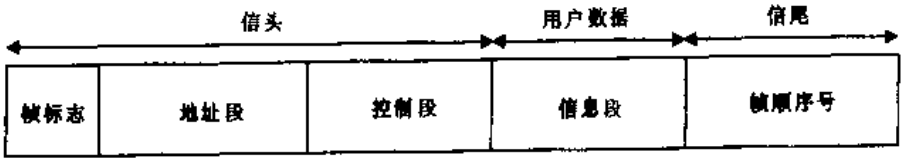


图 9.8 典型分组数据的各个信息域

与电路交换相比,分组交换(无线连接时也称分组发射)在突发的短消息传递中有更高的信道利用率。此时只在发射和接收时信道才被占用,这在可用带宽受限的移动通信中是很有用的。分组无线传输能支持进行流量控制和重传的协议,从而在信道条件恶劣时也能保证高可靠传输。X.25 是一个广泛应用的无线分组传输协议,它规定了分组交换的数据接口[Ber92]、[Tan81]。

9.5.3 X.25 协议

X.25 是由 CCITT(现在叫 ITU-T)提出的,用来为 OSI 参考模型(见图 9.14 OSI 层次结构)的下三层提供一个标准的虚连接网络接口。它规定在了信源、信宿(数据终端设备 DTE)、各基站(数据电路终端设备 DCE)及 MSC(数据交换设备 DSE)间的标准网络接口,同时还用在许多无线分组空中接口及固定网络中[Ber92]、[Tan91]。

图 9.9 给出了 OSI 参考模型中 X.25 协议的层次结构。第一层协议规定了用户 DTE 及基站 DCE 间物理接口的机械、电气、次序和功能特性。第二层协议规定了基于公共空中接口的数据链路。第三层提供了基站与 MSC 间的连接,也称分组协议。在这里使用分组打包器

拆包器来连接网络,这些网络不一定使用标准 X.25 接口。

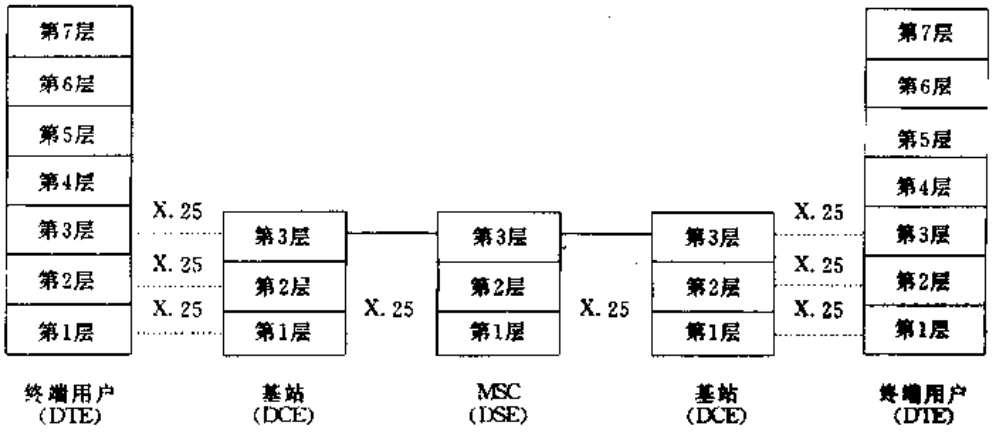


图 9.9 OSI 参考模型中 X.25 的层次结构

X.25 协议并不限定数据传输速率及分组交换网是如何实现的,它提供了一系列标准功能和格式,以及用于设计在无连接网络中提供分组数据的软件结构。

9.6 无线数据业务

如 9.5 节所示,电路交换用在移动数据业务中效率是很低的,像传真、电子邮件和短消息都是如此。第一代蜂窝网中使用电路交换进行数据通信,它在将用于模拟调频和公共空中接口的调制信号传至接收端音频滤波器时会遇到困难,因此音频滤波器在数据传输中必须关闭,并且在公共空中接口中必须建立一条专用数据链路。一直以来,对数据业务的需求总不及对话音业务的需求,而第一代用户设备都只用于蜂窝话音传输。不过在 1993 年,美国的蜂窝通信产业提出了蜂窝数字分组数据(CDPD)标准以兼容传统的话音蜂窝系统。在 80 年代,另两个名为 ARDI 及 RMD 的数据移动业务,已能在一个网络中提供无线分组数据传输。

9.6.1 蜂窝数字分组数据(CDPD)

CDPD 是用于美国第一、二代蜂窝系统的数据业务,它在共享的基础上使用一个 30kHz 的 AMPS 信道,并向现有的数据网络和其他蜂窝系统提供移动分组数据连接,而不需要额外带宽。它还能在 MSC 不占用无线信道时使用它进行传输(据估计一个蜂窝无线信道有 30% 的时间未被使用,分组数据可在此时进行传输,直至其被 MSC 用来传输话音为止)。

CDPD 直接用在现今的蜂窝系统和基站设备中,这使其变得易于开发,费用也较低。除此之外,CDPD 有自己的路由选择能力而无需借助 MSC,它只是逻辑地占用话音信道,同时数据信道在其空闲时被用于进行蜂窝话音传输,所以 CDPD 无线信道是随时间改变的。

在传统的第一代 AMPS 中,CDPD 信道是双工的,前向信道用来作为信标及传输来自 PSTN 的数据,反向信道则将已有的移动用户与 CDPD 网连接起来,并向各个用户提供传输接口。当有许多用户要同时接入网中时会出现阻塞。每个 CDPD 链路占用 30kHz 的射频带宽,其数据以 19.2kbps 速率传输。由于 CDPD 采用分组交换,许多调制信号可以通过时分复用的方法由同一信道传输。CDPD 能支持广播、发送、电子邮件及现场监控业务。GMSK(BT = 0.5)的应用使现今模拟调频蜂窝终端能容易地检测到 CDPD 而不需要重建。

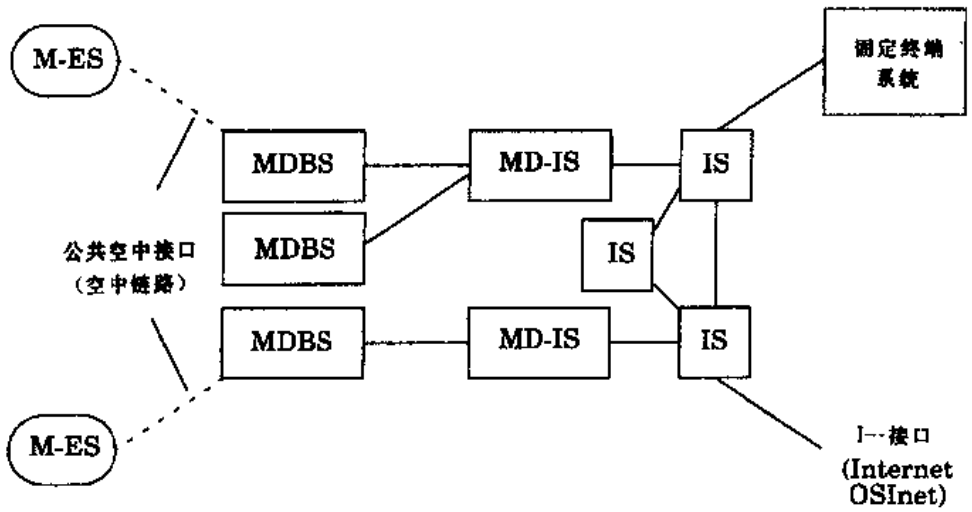
CDPD 采用固定长度的码组传输。用户数据通过 Reed Solomon(63,47)每符号 6 比特编码实现纠错功能。每个分组中 282 个用户数据比特经编码成为 378 比特的码组,从而可实现 8 个符号的纠错。

第一,二层协议在 CDPD 中得到了应用。移动数据链路协议(MDLP)用来规定如何实现信息在数据链路层和 CDPD 空中接口间传输。它利用每个数据帧中的地址信息实现在无线信道中建立逻辑数据链路,还通过顺序控制保持通过数据链路时帧之间的顺序,也可由其实现错误校检和流量控制。无线资源管理协议(RRMP)是第 3 层协议,用来管理 CDPD 系统中的无线信道资源,以及使移动终端系统(M-ES)在不中断标准话音业务的条件下,搜索和使用一条双向无线信道。RRMP 为所有 M-ES 处理基站的确认和配置,并且提交供 M-ES 确认可用 CDPD 信道的消息,而无需知道信道以前的使用情况。RRMP 还能处理跳频命令、小区切换、及 M-ES 改变功率命令。CDPD1.0 版使用基于 X.25 的广域网部分特征及局域网帧中继能力。

表 9.2 列出了 CDPD 的链路层特征参数。图 9.10 给出了一个典型的 CDPD 网。可以看出,移动终端系统(M-ES)通过移动数据库系统(MDBS)经由中间网(MD-IS)连到 Internet 上,起服务器或路由器的作用。由此,移动用户就能连到 Internet 或 PSTN 上。通过 I 接口,CDPD 既能进行基于互联网协议的传输,也能进行基于 OSI 虚连接协议的传输(CLNP)。

表 9.2 CDPD 中数据链路层的特征参数

所用协议	MDLP、RRMP、X.25
信道数据率(bps)	19 200
信道带宽(kHz)	30
频谱利用率(b/Hz)	0.64
随机差错控制策略	用突发保护覆盖
突发差错控制策略	RS 63,47(每符号 6 比特)
抗衰落性能	能抗 2.2ms 的衰落
信道接入方式	时隙 DSMA/CD



M-ES: 移动终端站
MDBS: 移动用户数据库系统
MD-IS: 蜂窝数字分组数据传输中的中间服务器

图 9.10 CDPD 网

9.6.2 高级无线数据信息系统(ARDIS)

高级无线数据信息系统(ARDIS)是由 Motorola 和 IBM 提供的专用网系统,它基于 MDC4800 和 Motorola 提出的 RD-LAP(无线数据链路接入协议)[DeR94]。ARDIS 为在城市和建筑物内传输短消息提供 800MHz 的双向移动数据通信信道,同时也为用户提供低速信道。ARDIS 短消息重传率较低,而帧头很长。长消息则将帧头分散到整个帧中,但重传率较高。ARDIS 已用来提供质量优异的楼内通信,大尺度的天线分集也被用来接收移动用户信息。当移动终端发送分组时,许多调谐到发射频率上的基站都能接收这个分组并解码,这样,当许多用户都在申请反向链接时,通过分集接收能保证良好的效果。通过这种方法,只要用户间有足够的距离,ARDIS 基站就能检测并区别同时进行的传输。表 9.3 列举了 ARDIS 的一些特性。

表 9.3 ARDIS 的信道特性

所用协议	MDC4800	RD-LAP
数据率(bps)	4800	19 200
信道带宽(kHz)	25	25
频谱利用率(b/Hz)	0.19	0.77
随机差错控制策略	1/2,k=7 卷积	格码调制,速率 3/4
突发差错控制策略	交织编码(深度 16 比特)	交织编码(深度 32 比特)
抗衰落性能	能抗 3.3ms 的衰落	能抗 1.7ms 的衰落
信道接入方式	纯 CSMA	时隙 CSMA

9.6.3 RAM 移动数据(RMD)

RAM 移动数据(RMD)是一个基于由爱立信提出的 Mobitex 协议的公共双路数据业务。RAM 能为在城市中往来的用户提供短或长消息的街道一级覆盖。RAM 能进行话音和数据传输,但主要传输数据和传真。传真就像普通文本一样传输到网关处理器,在那里通过与相应的寻呼消息合并而将无线消息转换成合适的格式,从而分组交换传输中只含有正常长度的消息而不含有更大的传真图像,即使终端用户感到他收到的是正常的传真[DeR94]。表 9.4 列举了 RAM 移动数据信道特性。

表 9.4 RAM 移动数据的信道特性

所用协议	Mobitex
数据率(bps)	8000
信道带宽(kHz)	12.5
频谱利用率(b/Hz)	0.64
随机差错控制策略	12,8 汉明码
突发差错控制策略	交织编码(深度 21 比特)
抗衰落性能	能抗 2.6ms 的衰落
信道接入方式	时隙 CSMA

9.7 公共信道信令(CCS)

公共信道信令(CCS)是一种数字通信技术,它使得用户数据、信令数据及其他相关信息能同时传输,这是通过带外信令信道实现的。它在逻辑上把同一信道中的网络数据与用户数据(话音或数据)分离开来。在第二代无线网中,CCS 用来在用户与基站、基站与 MSC,及 MSC 间传递用户数据和控制信号,尽管在概念上 CCS 应独占一条信道,实际上却是通过 TDM 的方法实现的。

在 80 年代 CCS 投入使用前,MSC 和用户间的信令传输与终端用户话音传输占用同一频带,PSTN 中 MSC 间传递网络控制数据也是采用带内传输。这使得网络信息要与话音业务共用同一信道传输,这种称为带内信令技术减小了 PSTN 的容量,因为网络信令速率受到话音信道的限制,同时,PSTN 必须不断处理(不是同时)信令和用户数据。

CCS 是一种带外信令技术,它允许有更快的传输速率。CCS 支持的信令速率不再受话音带宽的限制,它能从 56kbps 一直到数兆比特每秒。因此,网络信令看上去似乎是在独立的带外信令信道中传输,而 PSTN 只负责传输用户数据。CCS 支持的经由 PSTN 干线网得到服务的用户数目不断增加,这就需要一个专门时隙用作信令信道,在 ISDN 中就是这样规定的。

由于网络信令是突发而短暂的,信令信道应工作于无连续方式使分组交换技术得以有效运用。CCS 一般采用变长分组格式和分层传输结构。与在 PSTN 中采用 CCS 后通信容量的扩大相比,建立一条专门的信令信道必需的花费是微不足道的,并且事实上一条物理线路(如光缆)是同时传输用户数据和网络信令的。

9.7.1 CCS 中的分布式中心交换局

随着更多的用户接受无线业务服务,将 MSC 连到一起的骨干网络,将更加依赖于网络信令来保持消息的完整,为每个移动用户提供端到端连接,同时使网络出现故障时能得到恢复。在第二、三代网中,CCS 是基本的网络控制和管理功能的实现形式,连接全世界 MSC 的带外信令网,使整个无线网能更新和跟踪特定的移动用户,而不论他在什么地方。图 9.6 给出了 MSC 是如何同时连到 PSTN 和信令网上的。

如图 9.11 所示,CCS 网络是由分布于各地的中心交换局构成的,每个局都由交换端点(SEP)、信令转发点(STP)、业务管理系统(SMS)和数据库业务管理系统(DBAS)等构成。

MSC 通过 SEP 向用户提供到 PSTN 的接口,它能实现程控交换系统所应有的功能,像大家知道的业务控制点(SCP)就是这样一个系统。SCP 采用 CCS 来建立呼叫和访问网络数据库,并控制 SEP,在它记录呼叫信息的基础上,产生计费记录。

STP 控制 CES 网点间信息交换,为保证高可靠传输(冗余),需要把 SEP 通过至少两个 STP 连接到 SST 网上(将在 9.8 节论述)。这种使用 STP 的方式称为耦合对,此时,即使其中一个 STP 出现故障,网间连接仍能保持畅通。

SMS 中有所有用户的记录,并有供用户访问的免费数据库。DBAS 是一个管理数据库,它含有业务记录并监测全网的非法行为。借助 SST,汇接交换机中的 SMS 和 DBAS 能提供各种用户业务和网络服务。

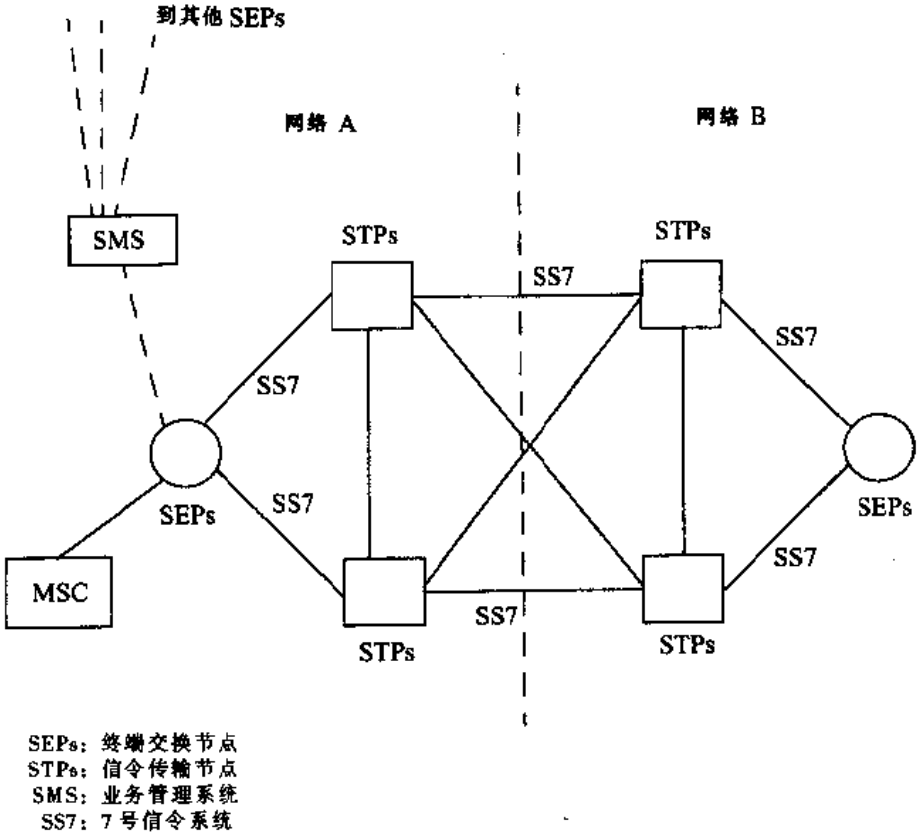


图 9.11　在公共信道信令网络体系中 STP,SEP 和 SMS 都放在中心交换局中,且均基于 SS7 运行

9.8　综合业务数字网(ISDN)

综合业务数字网(ISDN)的体系结构完全是在公共信道信令的概念上建立起来的。全世界的电话用户都通过 PSTN 进行传统的话音通信,而新型的终端用户数据和信令业务则可由独立的专用信令网提供。ISDN 规定引入一个专用信令网来提供更加灵活和高效的网络接口和信令系统,并可用来在全世界进行信令传输,以实现话音传输的路由选择,及其在网点和终端用户间提供新型数据业务。

在电信网中 ISDN 为终端用户提供了两种不同的信令部分。第一种支持终端用户与网络间的通信,称为接口信令。接口信令规定了用户如何接入 PSTN 和 ISDN 以进行通信、获得服务,这个过程是按数字用户信令系统(DSS1)协议规定进行的。第二种信令是网络信令 SS7 协议规定,在无线通信网中,ISDN 中的 SS7 协议对在 MSC 间建立骨干网连接是很关键的,因为已经提供了用于公共通信信令流的网络接口。

ISDN 通过双绞线在终端用户间提供了一个完全的数字接口。ISDN 接口有三种不同的信道,信息通道称为承载信道(B channals),只用于终端业务传输(声音、数字、图像)。带外信道称为数据信道(D channels),用来向用户传输信令和控制信息。如图 9.12 所示,ISDN 能提供电路交换网和分组交换网的数字综合业务终端用户接入连接功能。

ISDN 终端用户可以选择两种接口:基本速率接口(BRI)和一次群速率接口(PRI)。BRI 用来向小容量终端提供服务(如单线电话),而 PRI 则是用于大容量终端(如 PBX)。不论 BRI

或 PRI,B 信道都支持 64kpbs 的速率,D 信道则支持 64kbps 的一次群速率或 16kbps 的基本速率。BRI 能提供两个 64kbps 的 B 信道和一个 16kpbs 信令信道(2B + D),PRI 则可为北美和日本提供 23 条 64kpbs 的 B 信道和一个 16kbps 的 D 信道(23B + D)。在欧洲,PRI 能提供 30 条基本信息信道和一条 64kbps 的信令信道(30B + D)。PRI 业务是由 PS-I 或 CEPT 第一级链路完成的(参见第 9.4 节)。

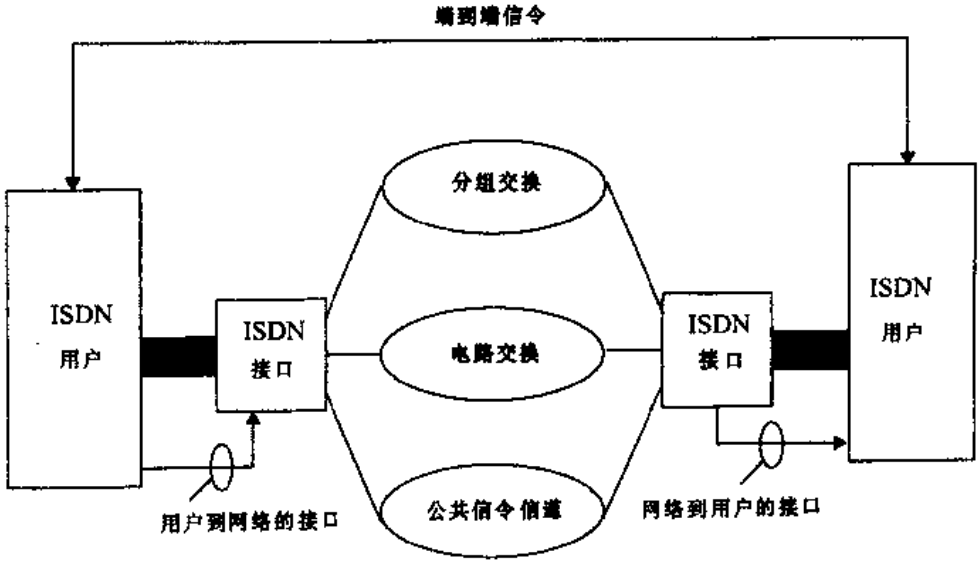


图 9.12 综合业务数字网的模块图。图中似乎使用了多条信道,实际上时分复用数据只需一条双向线路

对无线服务用户来说,提供给他的 ISDN 基本速率接口(BRI)与提供给固定终端的完全一样。为区分两种用户,移动 BRI 规定 D 信道在固定网中作控制信道(C 信道在移动网中),这样一个无线用户得到的服务便是 2B + C 业务。

与 9.2 节谈及的数字信令层次很类似,一些 ISDN 电路可以接续到高速信道(H 信道)中,H 信道是由 ISDN 骨干网使用的。用来在一条物理链路上为许多用户提供高效数据传输,也可被 PRI 终端用户在需要时作高速通信。如表 9.5 所示,ISDN 定义了三种速率信道:H0 信道(384kpbs),H11 信道(1536kbps)和 H12 信道(1920kbps)。

表 9.5 ISDN 中的业务类型

服务方式	业务类型	传输速度	信道种类
电路交换	无限制	64kbps,384kbps,1.5Mbps	B,H0,H11
电路交换	话音	64kbps	B
分组交换	无限制	与业务类型有关	B,D(或 C)

9.8.1 宽带 ISDN 和 ATM

随着计算机系统视频图像的迅速发展,终端用户业务需要比 ISDN 提供的标准 64kbps B 信道大得多的带宽。最近制定的 ISDN 接口标准把用户传输带宽增宽至几 Mbps。这种新兴的技术称为宽带 ISDN(B-ISDN),它是建立在异步转移模式(ATM)技术基础上的。ATM 允许分组交换速率达到 24Gbps,总的交换容量可高达 100Gbps。

ATM 是分组交换与复用技术的结合，目的是在一条物理线路上同时为话音用户和数据用户服务。它的数据率可从双绞线连接的低速率(64kbps)直到光纤连接的 100Mbps，用于网点间的高速通信。ATM 能支持两个端点间双向传输固定长度的数据分组，且保持传输次序不变。其数据单元称作信元，它的传输路由由其头信息(称作标识)决定，因为头信息可确定信元属于哪个特定的 ATM 虚连接。它是由某一个用户的虚连接决定的，并在一个特定连接的整个传输过程中保持不变，头信息还含有拥塞控制数据、排队优先级信息，及网络拥塞时，决定哪个分组可被接入的优先权信息。

图 9.13 给出 ATM 信元的格式，其长度固定为 53 字节，其中 48 字节为数据，5 字节是头信息。分组长度的固定使得分组交换速度加快，因为此时分组几乎同时到达交换机。为了使信元能同时适应话音和数据用户的需要，其长度进行了折衷处理。

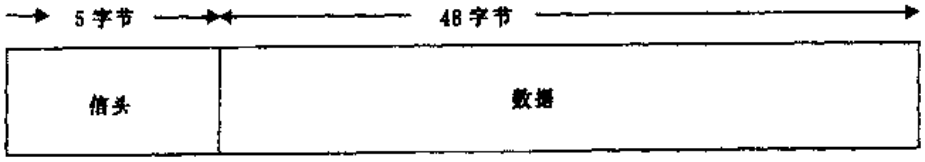


图 9.13 异步转移模式(ATM)的信元格式

9.9 7 号信令系统(SS7)

在互联网络之间的公共信道信令(如图 9～11)中，7 号信令协议被广泛采用。在美国，SS7 用来将全国大部分蜂窝 MSC 互连起来，它也是第一代蜂窝系统中实现自动注册与自动漫游的关键所在。在 Modarressi 和 Skory 的书中对 SS7 的信令结构有详细说明[Mod92]。

SS7 来源于由 CCITT 基于公共信道信令标准——CCS No.6 开发的带外信令系统。进一步的研究工作使 SS7 沿着 ISO-OSI 7 层体系结构的思路发展。在那里采用分层传输的结构实现网络通信，各层次之间通过虚接口(分组数据)互相通信，由此建立了一个分层传输接口。OSI-7 网络模型与 SST 协议标准的比较如图 9.14 所示，OSI 下三层对应 SS7 协议的网络业务部分(NSP)，NSP 则又是由三层消息传输部分(MTP)和信令连接控制部分(SCCP)组成。

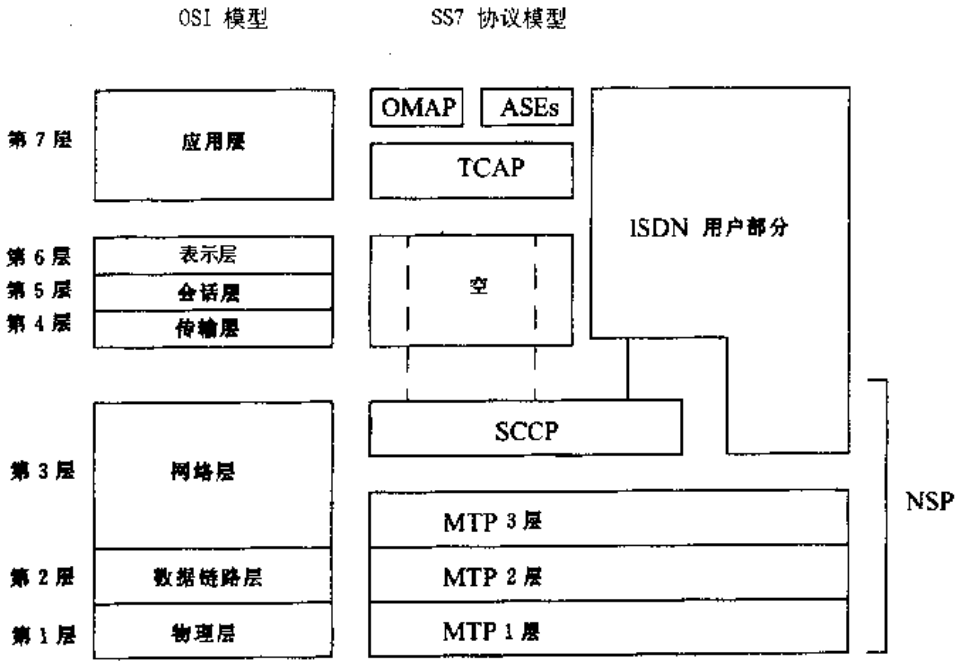
9.9.1 SS7 的网络服务部分(NSP)

NSP 通过虚连接服务使 ISDN 网点能高效可靠地进行信令传输交换。在 SS7 中，SCCP 不仅支持分组交换网互连，也支持面向连接的网络电路互连。NSP 的另一项功能就是使网点无须借助信令就可随意相互通信。

9.9.1.1 SS7 中的消息传输部分(MTP)

MTP 的功能是确保信令在终端用户与网络之间可靠的传输、发送，它分三层实现。图 9.15给出了下面将要论述的 MTP 各层的功能。

信令数据链路功能(MTP 最底层)是提供到实际物理信道的接口，那儿是真正进行通信的地方。物理信道可以包括铜线、双绞线、电缆、移动无线电或卫星链路。信息从最底层传至其上层，CCITT 建议 MTP 最底层采用 64kbps 的传输速率，而 ANSI 则建议为 56kbps，最小的速率为 4.8kbps，用于电话控制操作[Mod92]。



OMAP：操作维护和管理部分
ASE：业务应用单元
TCAP：事务容量应用部分
SCCP：信令连接控制部分
MTP：消息传递部分
NSP：网络业务部分

图 9.14　SS7 协议的体系结构(取自[Mod92]©IEEE)

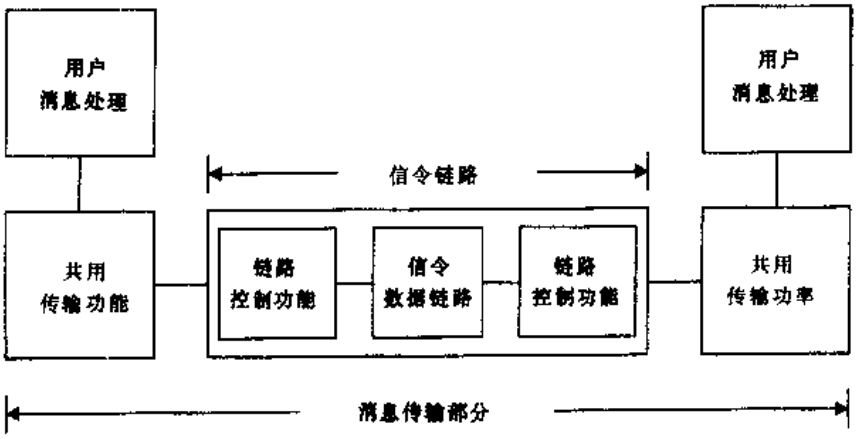


图 9.15　消息传输部分的功能模块图

信令链路功能(MTP 第 2 层)对应 OSI 参考模型的第二层,用来在直接相连的两个信令点间提供可靠的传输链路。不同长度的分组消息,称为消息信令单元(MSU),是在这一层定义的。单独一个 MSV 的分组长度不能超过 272 字节,每个 MSU 中都含有一个标准 16 比特的循环冗余校验(CRC)码用于校错,这一层中有大量的校错和纠错措施。

MTP 第 2 层还在两信令点间进行流量控制,其方法是当信令点链接失败,如果接错不应该传来的数据,MTP 第 2 层将启动一个定时器检测是否有链接故障,并通知其高层采取措施重新链接。

信令网络功能(MTP 第 3 层)是在信令节点间传输消息。在 ISDN 中,这层有两种功能:信令信息处理和信令网管理。前者用来实现路由选择、资源分配、消息识别(通过识别信令点决定传过它的分组数据是否是自己用的),后者则用来在网络节点故障时重新配置,并在出现拥塞或部分阻塞时,能重新选择替代路由。

9.9.1.2 SS7 的信令连接控制部分(SCCP)

网络信令控制部分(SCCP)使 MTP 的寻址能力增强。MTP 自身的寻址能力是有限的,SCCP 利用子系统代号(SSN)进行局域寻址以确定用户在哪个信令点上。它还提供发送全局标题消息的功能,如 800 号码或不计费号码。SCCP 提供了 4 种业务:2 种虚连接的,2 种面向连接的,如表 9.6 所示。

表 9.6 SCCP 提供的各种业务

业务种类	服务方式
第 0 类	基本无连接服务
第 1 类	顺序无连接服务
第 2 类	基本有连接服务
第 3 类	带流量控制的有连接服务

SCCP 有四个功能模块,面向连接的控制模块可以在信令链路上进行数据传输;管理模块可以处理 MTP 不能处理的拥塞和故障;路由选择模块对由 MTP 或其他功能模块发送的前向消息进行路由选择。

9.9.2 SS7 的用户部分

如图 9.14 所示的那样,SS7 用户部分提供呼叫控制和管理功能,也有网上呼叫建立功能。这些在 SS7 参考模型中对应较高的层次,并且采用 MTP 和 SCCP 提供的传输便利。这一部分包括 ISDN 用户部分(ISUP),事务容量应用部分(TCAP)及操作维护管理部分(OMAP),电话用户部分(TUP)和数据用户部分(DUP)也包含在 ISUP 中。

9.9.2.1 ISDN 用户部分(ISUP)

ISUP 为传输层提供了信令功能,并在 ISDN 环境中实现话音、数据和图像业务。过去话务功能全由 TUP 实现,现在则成了 ISUP 的一部分。ISUP 能通过 MTP 在不同的交换节点间传输消息。ISUP 消息包括一个标明信源、信宿的路由标签,一个电路识别码(CIC),及一个消息标识码,标明每一个消息的格式和功能。它的长度可以变化,最大为 2720 字节,其中包括 MTP 层的信头。除了 ISDN 已提供的基本速率业务,这里还提供了用户到用户的信令,呼叫线路确认及呼叫发送。

9.9.2.2 事务容量应用部分(TCAP)

SS7 中的事务容量应用部分对应 OSI 中的应用层。它以分层的格式使用 SCCP 和 MTP 提供的服务,一个节点处的进程可以执行另一个节点处的进程并使用所得结果,因此,TCAP

可进行远程操作。TCAP 的消息供 IS-41 使用。

9.9.2.3 操作维护管理部分(OMAP)

OMAP 的功能包括:监控、协调和控制,从而使通信中的故障可以消除。全球的网络都利用了 OMAP 的诊断功能来确定网络操作。

9.9.3 SS7 中的信令流

呼叫建立,MSC 内的越区切换及用户位置更新是网络中大量信令的主要来源。呼叫建立需要交换一些信息,这些信息含有主叫方的位置(呼叫源,呼叫进程)和被叫方的位置。主叫方和被叫方中的任何一方或全部都可以是移动的,并且当任一个移动用户在越区切换后接入 MSC 时,需要的交换信息就会增加。表 9.7 给出了 GSM 中呼叫建立产生的信令长度[Mei93]。在用户漫游至新的覆盖区时,网的位置记录就会更新。当用户在两个来访位置登记器(VLR)间移动时,更新位置记录所需的信令长度由表 9.8 给出。

表 9.7 GSM 中呼叫建立及越区切换时信令的长度

移动终端为呼叫方	信令长度
通信双方 MSC 中的信令长度	120 字节
呼叫方 MSC 及相应 VLR 中的信令长度	550 字节
移动终端为被叫方	
被叫方 MSC 及交换中的信令长度	120 字节
被叫方 MSC 及相应 VLR 中的信令长度	612 字节
被叫方 MSC 及相应 VLR 中的信令长度	126 字节
MSC 间的越区切换	
被访 MSC 及相应 VLR 中的信令长度	148 字节
被访 MSC 及前一个 MSC 中的信令长度	383 字节

表 9.8 GSM 中更新位置记录时信令的长度

位置更新	信令长度
当前 MSC 及相应 VLR 中的信息长度	406 字节
当前 VLR 及 HLR 中的信息长度	55 字节
新 VLR,及旧 VLR 中的信息	406 字节
新 VLR,及旧 VLR 中的信息	213 字节
老 VLR 及 HLR 中的信息长度	95 字节
新 VLR 及 HLR 中的信息长度	182 字节

9.9.4 SS7 的业务

SS7 网络主要提供 3 种业务:Touchstar 业务、800 业务及可替代付费业务。下面简要的讨论它。

Touchstar——这种业务也叫 CLASS,是一组交换控制业务。它可向其用户提供特定的呼叫

管理功能:像呼叫答复、呼叫发送、重复拨号、呼叫闭塞、呼叫跟踪及主叫标识,都属于这种功能。

800 业务——这种业务是由 Bell 系统引入的,它为主叫方提供免费长话业务。这些业务是指访问由某些专以销售为目的的服务或数据库的业务,呼叫所耗费的费用由服务提供者支付。这种业务由于众所周知的两种方式提供,即 800-NXX 方式和 800 数据库方式。在 800-NXX 方式中,一个 800 呼叫的头 6 位拨号用来选择局间运营商(1XC)。在 800 数据库方式中,呼叫在数据库中寻找适合的运营商和路由信息。

可替代付费业务和线路信息库(ADB/LIDB)——这种业务借助 CCS 网使主呼叫方可以从任何号码选择一个个人号码(第三方号码,电话卡等),由此号码对应的帐户为呼叫付费。

9.9.5 SS7 的性能

信令网的性能由呼叫建立用时(答复用时)或端到端信令传输用时体现。在信令点(SP)和 STP 的时延由特定的硬件配置和交换软件的性能决定。在 CCITT Q.706、Q.716 及 Q.776 中规定了这些设施处的最大时延。

SS7 网中的拥塞控制随着用户数量的增加,在业务量很大时需避免信令网出现拥塞时显得非常重要[Mod92]、[Man93]。SS7 网络协议提供了几种拥塞控制方案,以避免链接失败及节点阻塞。

与传统信令比,CCS 有不少的优越性,下面简要列举了这些优越性。

更快的建立呼叫——在 CCS 中,使用高速信令网传输呼叫建立信息,这使得呼叫建立用时比传统信令用时短,如多频方式。

更高的中继效率(或排队效率)——CCS 中呼叫建立和释放时间的缩短使得呼叫时间也更短,最终缩短了网中的传输用时,这样在业务量很大时,能获得很高的中继效率。

各种信息的传输——CCS 允许在信令传输的同时传输其他信息,如主叫方标识和业务类型标识(话音或是数据标识)。

9.10 SS7 的一个实例:全球蜂窝网络互联性

蜂窝无线网为某个特定覆盖区的所有移动站建立连接,并提供高效的呼叫建立,呼叫传输和越区切换服务。图 9.5 给出了一个简化的蜂窝无线网络图,基站是最基本的模块,它是相应覆盖区(小区)内供用户接入网络的中心,通过无线或陆线方式连接到某个 MSC 上,MSC 控制交换和计费过程,并与 PSTN 协同工作完成全球通信网与覆盖区内基站间的信息传输。MSC 借助 SS7 信令网确定其漫游用户的有效位置并向其转发呼叫,这也要依据一些信息数据库。这些信息数据库包括归属位置登记器(HLR),来访位置登记器(VLR)和验证中心(AUC),它们被用来为网络用户随时更新位置和注册记录。这些数据库可以在 MSC 中搭配使用或单独访问。

为了实现建立、呼叫传输、越区切换、漫游、注册及路由选择。这些功能是必不可少的。漫游是无线网中的基本功能之一[Boy90]、[Roc89]、[NAC94]。当一个移动用户离开他最初登记的 MSC(归属 MSC)的覆盖区时,他就成为一个漫游用户。对允许漫游的无线网络而言,现有的有线通信不能很好地满足在网中转发呼叫的需要。为了确保 PSTN 能向每个移动用户提供话音接口,漫游用户(即使他并非正在呼叫中)需要向其当时所在地的 MSC(访问 MSC)

注册,通过注册漫游用户告知工作中的 MSC 他的存在及位置。注册后,相应注册信息被传到用户的本地 MSC,使其重新更新 HLR。当向一个移动用户发出呼叫时,网络将通过路由选择确定一条路由,从而在主叫方和被叫方间建立连接,这个过程就是路由选择。此时,提醒被叫方有一个呼叫到达。接着被叫方通过摘机来应答呼叫(如第 2 章所述)。

如图 9.5 所示,归属位置登记器包括了所有最初在其覆盖区内登记入网的用户(包括其 MIN 和 ESN),本地用户服务计费与漫游用户是不同的(更便宜),所以 MSC 必须区分每个呼叫到底是来自本地用户还是漫游用户。来访位置注册是随时间而变的,它包含了漫游至其覆盖区的用户。MSC 首先通过确定漫游用户而更新 VLR,然后再访问 VLR 获得漫游用户信息。在远端作为漫游用户的本地交换点的 MSC 能提供漫游用户的 VLR 信息,确认中心通过归属位置登记的数据验证每个使用中的蜂窝电话的 MIN 和 ESN。如果不能匹配,验证中心将指示 MSC 禁止不合法电话,由此就能阻止非法电话接入网中。

每个用户单元都能通过比较从控制信道收到的基站标识(SID)和电话中已有的归属基站标识确定是否它正在漫游。如果是,用户单元将周期性地在反向控制信道上发送很短的信息,以将其 MIN 及 ESN 通知被访问的 MSC。通过 SID 确认每个 MSC 的方位,从而每个连到 MSC 上的基站传送相同的 SID 到控制信道消息中(第 10 章将详细讨论用在 AMPS 中的控制信道操作过程)。

每个 MSC 都有一个唯一的标识号,称为 MSC 标识。通常 MSCID 与 SID 是一样的,除非由于覆盖区很大,业务供应者使用多个交换机。事实上,当一个覆盖区有多个交换机时,MSCID 就是 SID 简单地附加覆盖区的交换机标号。

注册

通过比较漫游用户中的 MIN 与他对应的 HLR 信息库中的 MIN,被访 MSC 能够很快确定那些本地用户。一用户被确定为漫游用户,被访 MSC 就把注册申请经由陆线信令网(见图 9.5)发送至用户的归属 MSC,归属 MSC 则通过储存的 MSCID 更新此用户的 HLR,由此可向漫游用户提供方位信息,同时还检验此用户的 MIN 和 ESN 是否正确,然后借助信令网回复一个用户概况来告知被访 MSC 用户可用的服务信息。通常这些服务包括:呼叫等待、呼叫转发、三方会话及国际话务接口,被访 MSC 通过从归属 MSC 收到的漫游用户概况信息更新自己的 VLR,从而提供给用户与其本地网类似的服务,接着通知漫游户由此 MSC 注册。归属 MSC 中可能在 HLR 中存储额外的防错信息,这些数据也被送至用户概况中以防止漫游用户非法接入被访 MSC。这里必须注意 PSTN 不包括在注册信息(它仅在用户话音传输中有用)中,整个注册过程用时不超过 4 秒并且兼容许多不同厂家生产的 MSC。

呼叫转发

一旦漫游用户在被访网络中注册后,呼叫就从归属 MSC 透明地传输给他。如果来自世界上任何一部电话的呼叫是到漫游用户,此呼叫将直接被传输到其归属 MSC 上,归属 MSC 接着检查其 HLR 以确定用户的方位。在 HLR 中有用户当时正在访问的 MSC 的标识号,因此归属 MSC 能够把呼叫接续到对应的被访 MSC 上。

归属 MSC 有责任告诉被访 MSC 有呼叫到来并将其转发给漫游用户。它首先通过信令网发送一个路由申请到被访 MSC,被访 MSC 答复一个临时电话号码(TDN)给归属 MSC,同

样通过信令网。通常 TDN 代表一个由归属 MSC 通过 PSTN 发送呼叫的临时号码，呼入的呼叫通过归属 MSC 经由 PSTN 直接传发到被访 MSC。如果此用户不应答呼叫，或正在呼出，被访 MSC 将向归属 MSC 答复一个改发命令，改发命令控制归属 MSC 重新发送此呼叫(可能传发到话音信箱或其电话号码)

系统内越区切换

系统内越区切换用来在 MSC 间实现漫游用户的无缝连接。在信令网上使用的标准接口允许不同的 MSC 用户移动于不同的无线网间时，能像在传输 HLR 和 VLR 信息那样传输典型的信令信息(越区切换)。通过这种方式，用户在不同覆盖区间来往时能保持呼叫的连续。

9.11 个人通信业务与个人通信网(PCS/PCN)

个人通信业务或个人通信网的目的是提供完全的无线通信覆盖区，使用户通过电话网获得各种通信服务，而无须关心他自己或他要获取的信息在何处。

PCS/PCN 的概念是建立在高级智能网(AIN)基础上的；固定网和移动网将集成在一起以提供通用的网络及数据库接口。AIN 还允许其用户把单独一个电话号码同时用于无线和有线业务，Ashty，sheikb，Murthy 等建议的结构包含三个级别：智能级、传输级和接口级[Ash93]。智能级包括一个存储网络用户信息的数据库，传输级处理信息的传输，接口级向网络用户提供各种接口，并含有用于更新用户位置的数据库。个人通信系统中的用户密度将会很高，这将需要很好的网络配置，网络的高效运行也将需要大量的信令。可见，公共信道信令协议将在 PCS/PCN 中扮演重要角色，用于 PCN 的智能网将采用 SS7 信令。表 9.9 给出了 PCS/PCN 预计能达到的数据传输能力。

表 9.9 无线网中各种可能的数据长度

业务类型	平均数据率 (kbps)	峰值数据率 (kbps)	最大时延 (秒)	最大分组丢失率
电子邮件，	0.01～0.1	1～10	<10～100	$<10^{-9}$
计算机数据	0.1～1	10～100	<1～10	$<10^{-9}$
话音	10～100	10～100	<0.1～1	$<10^{-4}$
数字化声音	100～1000	100～1000	<0.01～0.1	$<10^{-5}$
视频会议	100～1000	1000～10000	<0.001～0.01	$<10^{-5}$

9.11.1 PCN 分组与电路交换

在 PCS/PCN 中，分组交换技术将比电路交换有更大的优越性。决定使用分组交换的因素有如下几点：

- PCN 需要提供各种业务，包括话音、数据、电子邮件和数字图像。
- PCN 要支持许多不经常在线的用户，所以其经济效益取决于能否充分利用带宽和网络资源。
- 相对可靠的信道更适用于分组交换。另外，分组交换不需要一条专门的高可靠链路，它通过 ARQ 传输方式能补偿数据丢失或损坏的数据。
- PCN 需要大容量的交换体系在小区之间进行路由选择。

9.11.2 蜂窝分组交换体系

蜂窝分组交换体系将网络控制分散到接口单元中，由此获得支持高密度用户环境的能力。图 9.16 给出了这种结构在城域网(MAN)中应用的概念[Goo90]。信息以几 Gbps 的速率在由光纤组成并在无线网的某个覆盖区充当骨干网的 MAN 中传输。数据不断的进入和离开已连到基站和公共网络交换机(包括 ISDN 交换机)的各种 MAN 接口，网络中传输的关键所在是基站接口单元(BIU)，蜂窝控制接口单元(CIU)，中继接口单元(TIU)，及每个用户的无线接口单元(WIU)。BIU 连到了 TIU 上，TIU 又连到了 PSTN 上，CIU 则连到了蜂窝控制单元。不同的 MAN 通过网关接口单元(GIU)实现互连，访问接口单元(VIU)接到访问数据库(VDB)和归属数据库(HDB)，以进行登录和位置更新。分组交换技术用来在蜂窝交换体系中传输分组，在无线网中，它的好处在于使用帧头中的地址和其他信息，使散布的网络构件可以不需要中心控制器的介入就能响应移动用户。在分组交换中，利用每个分组中的地址信息在网络构件间建立逻辑链路。

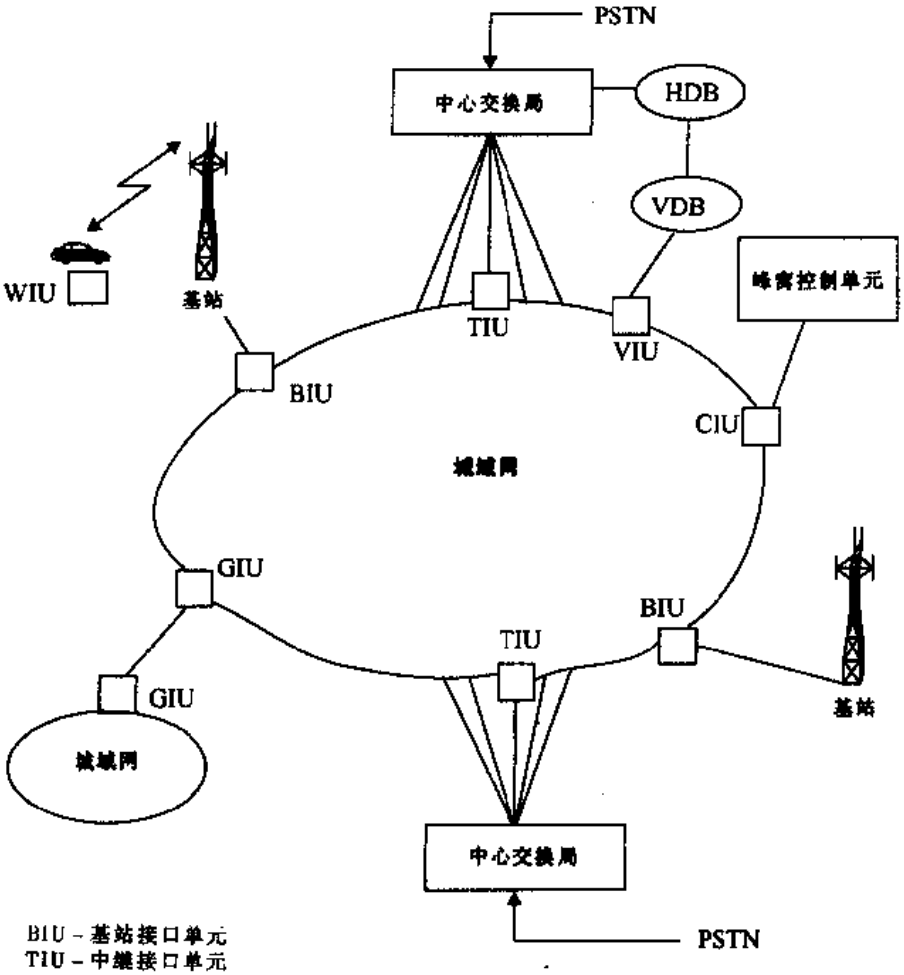


图 9.16 城域网中的蜂窝分组交换体系

中继接口单元(TIU)

中继接口单元的功能是接受来自 PSTN 的信息。图 9.17 给出了 TIU 如何像物理层那样将标准 PSTN 信息通过物理层传入无线通道。它使用代码转换器和信道编码器将通过接口的分组格式转换成在固定网或无线网中的格式,TIU 还含有分组打包拆包(PAD)用于将用户信息与帧头合并起来。帧头中有用的信息包括:帧标、校验和分组控制信息。TIU 地址加在所有分组中,该地址可以是永久终端标识(PTI)或虚电路标识(VCI)。PTI 是 TIU 的地址,呼叫从那里产生。VCI 包含在分组头信息中,用来确定传输路由。由 PAD 产生的分组受语音激活检测器的控制,因而在空闲时间里资源得到利用而无浪费。来自 TIU 的分组通过查询 TIU 路由表中的地址经由 MAN 传输到基站中,RAQ 先读出到达 MAN 的分组的目的地址,然后将其与 PTI(在呼叫建立时)和 VCI(呼叫过程中)比较,如果存在匹配,PAD 就处理这些分组,否则就放弃它。参与传输的基站地址保存在基站标识注册记录中,用来正确选择信息传输路由。

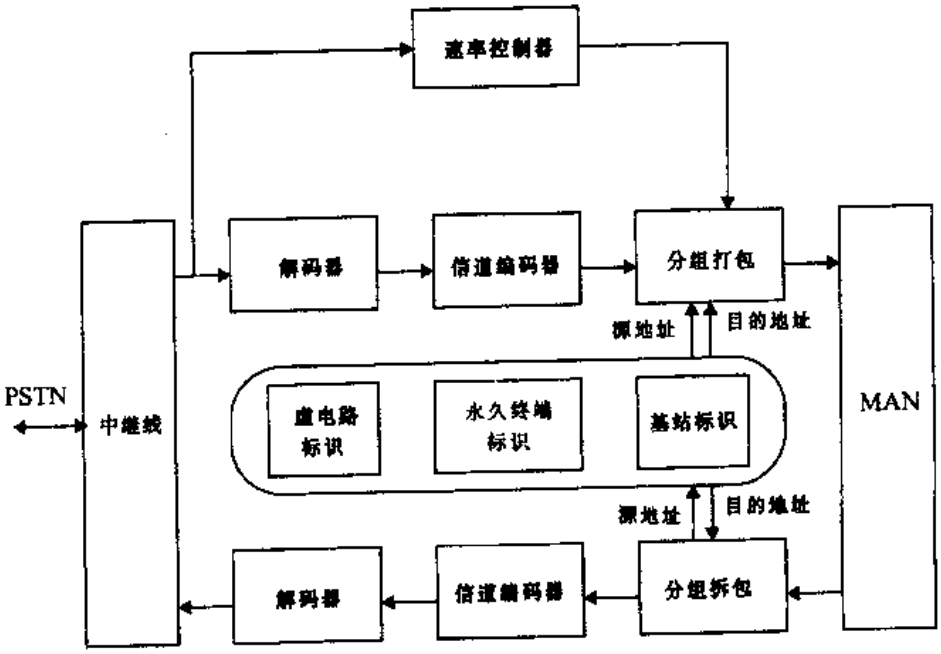


图 9.17 蜂窝中继接口单元

无线终端接口单元(WIU)

如图 9.18 所示,WIU 直接与信源相连,同时它没有到 PSTN 或 ISDN 的接口,这一点与 TIU 不同。不过其寻址过程与 TIU 是相同的,PAD 把所有在传送数据分组前的信令信息全部移去,然后向终端传输信息流(64kbps),WIU 通过访问信道状态监视器确定是否适合进行越区切换。它首先读取基站标识号,如果有基站能胜任大量的信令处理或出错率较低,越区切换就将围绕它进行。

基站接口单元(BIU)

BIU 在 TIU 和 WIU 间进行信息交换,同时也发送分组数据以向 PRMA 协议提供反馈信息,其地址存在帧头的永久地址中。BIU 的主要功能是借助传入分组的虚电路标识将它们传送到 WIU 或 TIU 中。如果没有虚电路标识,这些分组就和 WIU 相连结,这里便用到了 WIU

的永久地址。

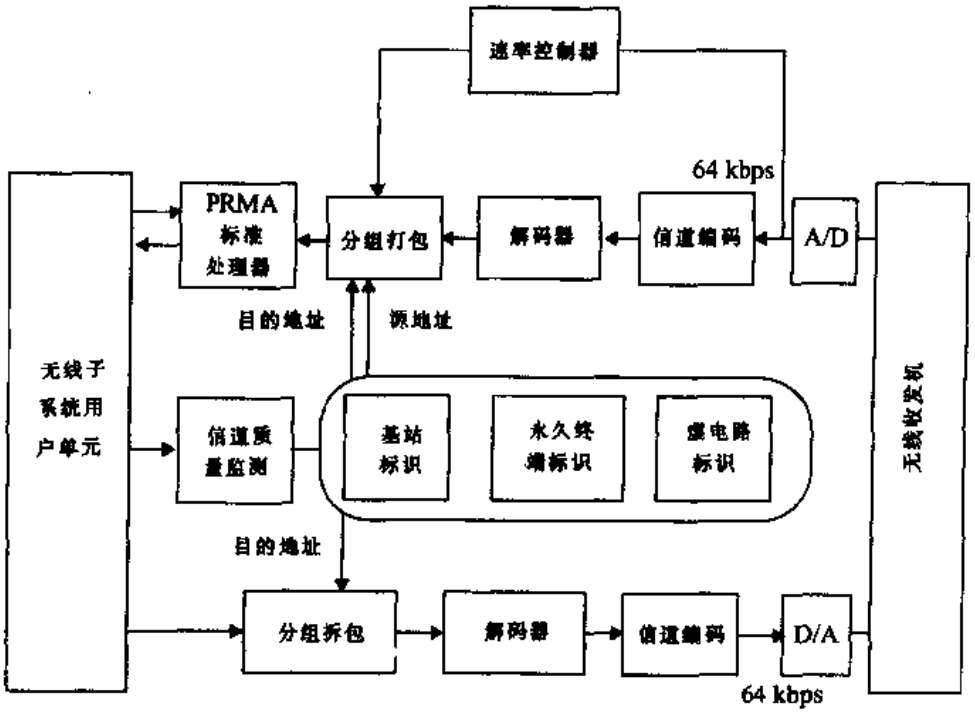


图 9.18 蜂窝无线接口单元

蜂窝控制器接口单元(CIU)

蜂窝控制器是用来接收、传输和产生用于网络控制的信息分组数据的,借助固有的信令格式可确定各种不同的网点的位置,从面实现网络的集中控制,即使网点具有一定的智能也不例外。

9.11.2.1 蜂窝分组交换体系中的网络功能

无线网的控制功能可以概括成三个方面:呼叫处理、移动管理和无线资源管理。呼叫处理是由中心交换局进行的,移动管理和无线资源管理则由城域网实现。呼叫建立(移动终端产生),话务传输和越区切换是这种体系提供的基本服务。在呼叫建立前,用户和线路由它们的永久地址标识,但在呼叫建立中,会产生一个虚电路,TIU 和 WIU 中则修改为相应的虚地址。不过,基站和控制器中保留的仍是永久地址。

话音传输——在 MAN 网中,数据分组在用户终端与基站中心交换局间双向地传输着,由于此时通话正在进行,不允许对分组进行排序,分组数据是按先进先出(FIFO)的原则发送的,当呼叫开始时,就建立一个虚电路以传输话音分组。通话中分组数据可有会丢失,但只要丢失的不是很多,并不会明显影响通话质量。

越区切换——蜂窝分组交换体系中,越区切换过程由各种不同的接口单元共同完成[Mei92]。其中,WIU 负责确定信道质量。如果发现某个呼叫由另一个基站处理效果更好,就会启动越区切换,新的基站通过读取信道质量监测器中的基站标识号确定。然后呼叫被重新转发到这个基站上,此时,将通知 TIU 发生了越区切换,接着将更新 TIU 的路由表作为应答。

在越区切换过程中,蜂窝控制器是透明的,当通话中出现中断时,WIU 将使 TIU 持续地得到移动终端的位置信息。通过这些措施,将没有分组丢失,越区切换时发送的分组可以从 TIU 重新发送到其他基站。蜂窝分组交换还需要得到完善,不过,随着无线系统的发展,它必将得到广泛的应用,我们应该认识到这一点。

9.12 网络接入的协议

如第 8 章所述,分组无线复用技术可用于公共信道传输。ALOHA 协议就是这种技术的最好例证,在那里只有当用户有数据要发送时才进行传输,用户通过接收反向确认信号来确知是否成功。当出现中断时,用户单元随机等待一段时间后就进行重发。分组复用技术的好处在于能向大量终端提供服务,同时分组中只需要很短的信头。移动传输设备在以分组的形式向公共基站发送突发信息,可以采用随机接入。如第 8 章所述,如果在线终端同步向公共时隙发送各自的分组,信道容量就可以加倍,因此就能避免部分分组冲突。在业务繁忙时,分槽和非分槽 ALOHA 协议的传输效率都会很低,因为所有的信源都进行数据传输,此时采用随机接入必然导致冲突,从而造成大量重传并增加了时延。为减少这种情况的发生,可以采用载波监听多址(CSMA),这时站点在发送前先监听由基站的公共无线信道,或专用应答确认信道。

9.12.1 分组预留多址(PRMA)

分组预留多址(PRMA)是一个由 Goodman 等提出的传输协议[Goo89],用于蜂窝系统中的分组话音终端。它是在时分复用基础上实现多址接入,允许空间上分布的终端在同一个共用信道上传输话音和低速数据。PRMA 最突出特点就是它让用户自己来获得传输中所需的无线资源,一旦获取资源,其释放也由发射机完成。PRMA 来源于预约 ALOHA(分槽 ALOHA 与 TDMA 的组合)。PRMA 这样的预留协议的好处就是借助话音激活检测器(VAD)的帮助,能充分利用话音业务的不连续性,从而提供了无线信道的可用容量。话音终端的输入自然带有通话的固有特征:时而交谈时而停歇,当第一个分组数据产生时,终端就立即开始争取并传送话音分组,数字分组数据和话音数据在 PRMA 可同时进行处理。信道传输比特流被分成一个个的时隙,每一个时隙用于传送一个分组信息,一定量的时隙组合在一起,便构成了帧,它在信道里传输。在一帧里,各个时隙被移动终端接收以完成与基站的通信,一个成功的呼叫建立表示已经在连续不断的各帧里为某个特定的移动终端预留了一个位置。以帧长为单位传输话音业务基于话音终端在每一帧里能精确做到只产生一个话音分组。直到通话结束前,预留的时隙固定地存在于每一个帧中。当话音终端结束通信后,就停止了信息传输,这时基站会收到一个空的分组。如果再收到一次,预留的时隙将被释放从而可被其他移动终端使用。设计网络时,利用基于排队论的概率模型去分析预测时隙的可用度是解决冲突的有效途径。时隙可用度取决于网络的用法,如果有太多用户,呼叫建立将需要更多的时间。

如果许多用户碰上基站发生阻塞,数据分组将被丢弃,话音分组则被赋予更高的优先级,因为话音传输需要按顺序进行。基站向移动终端发送的有关先前分组的反馈信息被复用在数据流中,通过自动请求重发这种纠错方法,当移动终端收到一个否定信号时,分组将被重发。

9.13 网络数据库

在第一代无线网中，只有 MSC 有网络管理功能，并且邻近系统的 MSC 不能很容易地相互进行通信，这使得在系统间漫游成为一个梦想，却无法实现。不过，在第二、三代无线网中，网络控制分散在一些处理器中。例如，第三代网中接入了好几个数据库用于基站识别、记录位置更新、计费等。来访位置数据库，归属位置数据库，以及识别中心是网中各种处理单元接入的几种主要数据库，现在已提出了用分布式数据库实现无线网中 MSC 的互连。

9.13.1 移动性管理分布式数据库

分布式分组数据库结构已被建议用来优化移动用户的位置和移动路径记录的更新[Mal92]。图 9.19 给出了分布式等级数据库间的互连。数据库在各个 MAN 接入点中的部分列出了在与 MAN 相连的 BSC 管辖区内的用户。各个 BSC 都能接收 MAN 的广播，当移动终端漫游至辖区内时，它还能更新相应的数据库。骨干 MAN 网的数据库允许用户在其辖区内

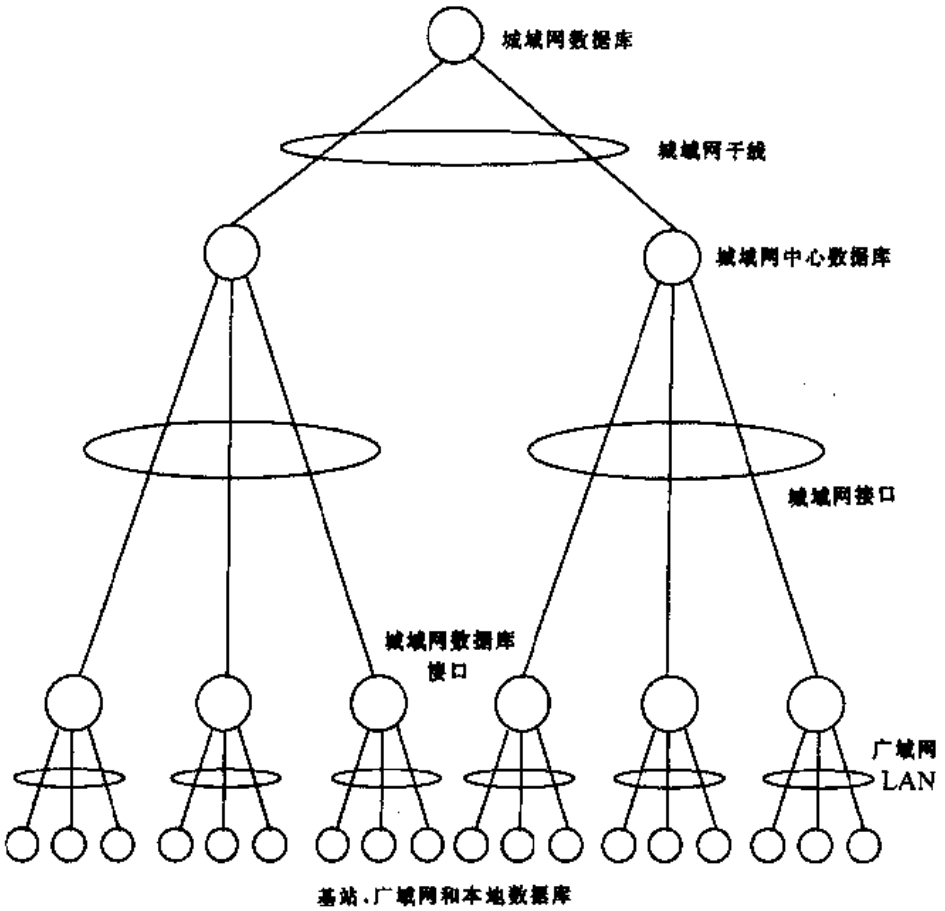


图 9.19 分布式分级数据库的示意图

漫游。MAN 接口数据库给出了移动用户处于哪个 BSC 辖区，骨干 MAN 数据库则给出了 MAN 接口位置。利用类似的分级处理方式，某地的移动终端可以被跟踪，其位置也可以得到更新。这种分解问题的方法是一种很有效的手段，因为它缩小了确定移动终端方位的时间，从而减少了由于繁忙的无线传输造成的拥塞。定位漫游移动用户也会产生繁忙的无线业务从而

造成拥塞,用这种方法也可以有效减少拥塞的发生。每个接受蜂窝业务的用户都有一个对应的归属 MAN,主干 MAN 及 MAN 数据库。归属和来访数据库逻辑上是不同的,实际上则是集成在一个数据库中。当移动用户离开归属区进入其他通信区域时,将被登记在来访数据库中,并保持到他离开为止。不论何时用户离开其归属区域,对应数据库都将更新,最终归属 MAN 数据库中将含有漫游用户的实时位置信息。在 CCITT 推荐的 E.164 中,建议网络地址应采用分层的方式表达,这样,一个地址中可同时给出本地址接入网,主干网及已连入 BSC 的 MAN 的地址信息。借助这样地址格式,漫游用户可以被其归属基站识别,从而用户所处的 BSC 可以为来访用户更新自己的数据库。

9.14 通用移动通信系统(UMTS)

通用移动通信系统(UMTS)能提供各种移动业务来适应许多全球通信标准的需要。UMTS 是由欧洲的高级通信技术研究(RACE)开发并用作第三代无线通信系统的。为了能处理综合业务的传输,小区重叠是推荐使用的通信结构之一。这种结构设计中,由许多大区来覆盖通信区域,每个大区由若干小区和微区组成。在这里,网络将业务量分到局域业务中,每个局域业务由小区和微区完成。不过,高速移动业务仍由大区完成,以减少越区切换的次数。从图 9.20 知,大区之间是互不重叠的,但在其内部则有一定的重叠区。因此大区可以避免重叠小区造成的差错。但是,这种结构最大的缺陷在于减少了频带利用率。在 UMTS 结构中,是靠网络中的基站提供天线覆盖,这些基站相互连接在一起并连到一个固定交换网上。城域网(MAN)就是这种网络互连中可选的网络之一。

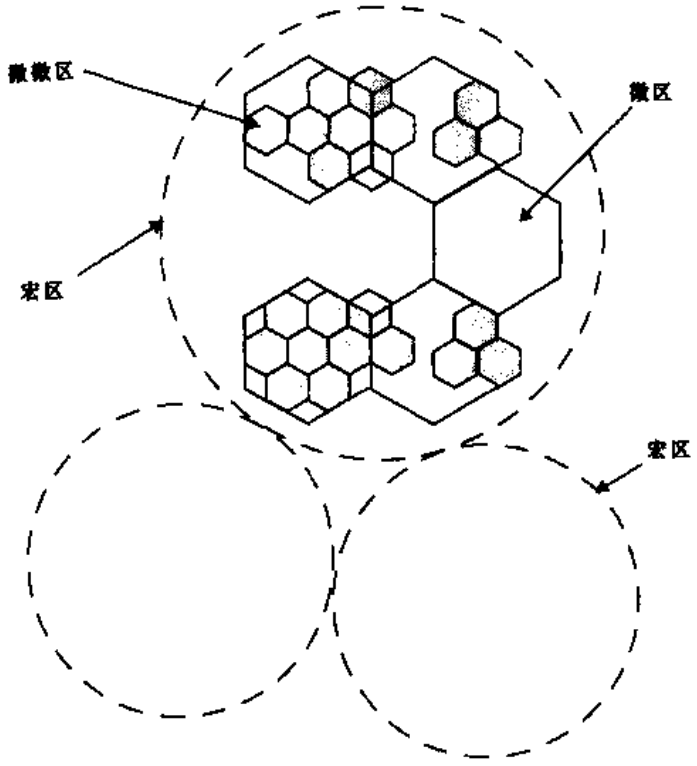


图 9.20 UMTS 中的网络结构

网络的定位性能——网络长期为每个终端保存有一个位置记录。当终端进入新的覆盖区

时,其位置记录将被更新。这里覆盖区的改变是由移动终端收到不同的基站广播信息判定的。一旦确定了移动终端的精确位置,网络就会利用分布式数据库方便地进行路由选择。

9.15 结束语

现代蜂窝网都是基于数字无线通信和数字网络技术以获得最大的通信容量和最好的业务质量。与以往模拟系统相比,现在采用均衡、信道编码、交织及语音编码等数字无线技术后,空中接口的服务质量和频谱效率都大为提高。对于数据应用,新的无线系统将信号存储后,以分组的形式在空中接口进行传输。数字空中接口天线格式必须设计成适合于天线系统结构,随着新的天线系统的出现,数字空中接口与个人通信系统骨干网络结构之间的差别将变得模糊。

作为 ISDN 关键特征的公共信道信号,是无线网络的重要组成部分,将继续用来提供更高的蜂窝容量。SS7 成为全世界无线骨干网的重要部分,也是走向通用的基于分组无线通信网络的第一步。无线网络的发展中,数据库的组织和分布也将是一个关键因素。

第 10 章　无线系统和标准

本章介绍全球使用的多个蜂窝无线电，无绳电话和个人通信标准。首先是美国和欧洲现存的模拟蜂窝标准，其次是数字蜂窝和 PCS 标准。最后是世界范围内各标准的小结，以及关于美国 PCS 和无线链路频率的讨论。

10.1　AMPS 和 ETACS

在 70 年代末，AT&T 贝尔实验室开发了美国第一个蜂窝电话系统，称为高级移动电话业务(AMPS)[You 79]。AMPS 于 1983 年末，由 Ameritech 在芝加哥的市区及郊区第一次投入实用。1983 年，联邦电信委员会将 800MHz 频段上共 40MHz 频谱分配给了 AMPS。1989 年，随着蜂窝电话业务需求上升，联邦电信委员会又分配了额外 10MHz(称为扩展频谱)给蜂窝电信。第一个 AMPS 蜂窝系统采用大蜂窝和全向基站天线，以减少最初的设备需求，在芝加哥运行的系统覆盖了约 2100 平方英里的区域。

AMPS 系统采用 7 小区复用模式，并可在需要时采用扇区化和小区分裂来提高容量。在附加经过额外的主观测试后发现，AMPS 的 30kHz 信道需要 18dB 的信号干扰比(SIR)才能满足系统的性能要求。而采用 120 度定向天线时，满足要求的最小复用因子 $N = 7$(见第 2 章)，因此采用了 7 小区复用模式。

世界各地区，特别在美国、南美、澳大利亚和中国，广泛采用了 AMPS。在美国，市场成为一种双头垄断，即每个市场有两个竞争的运营商，而其他国家往往只有一个运营商。这样美国的 A、B 两个 AMPS 运营商只能使用 416 个信道的一部分，而其他地区的 AMPS 运营商可使用全部可能的信道。不过尽管各国的 AMPS 频率分配各有不同，其空中接口标准在全球是一致的。

欧洲全接入通信系统(ETACS)在 80 年代中期开发成功，除信道宽 25kHz 与 AMPS 的 30kHz 不同外，它实际上与 AMPS 是一致的。ETACS 与 AMPS 的另一不同点是用户电话号码(称为移动标识号 MIN)的格式。这是因为要适合不同的欧洲国家代码和美国的地区代码。

10.1.1　AMPS 和 ETACS 系统概述

与其他第一代模拟蜂窝系统一样，AMPS 与 ETACS 在无线传输中采用了频率调制。在美国，从移动站到基站(反向链路)的传输使用 824MHz 到 849MHz 的频段，而基站到移动站(前向链路)使用 869 MHz 到 894 MHz 的频段。ETACS 反向链路使用 890 MHz 到 915 MHz，而 935 MHz 到 960 MHz 为前向链路。每个无线信道实际上由一对单工信道组成，它们彼此有 45MHz 分隔。前向和反向信道相隔 45MHz 是为了用户单元能利用价廉而选择性好的双工器。对于 AMPS，FM 调制器的最大频偏是 ±12kHz(ETACS 为 10kHz)。在 AMPS 中，控制信道信息和空白-突发数据流以 10kbps 传输，而在 ETACS 中为 8kbps。在 AMPS 和 ETACS 中这些宽带数据流的最大频率偏差分别是 ±8kHz 和 ±6.4kHz。

AMPS 和 ETACS 蜂窝无线系统一般要建立高塔，用来支撑若干接收天线和发射天线，发射天线的有效发射功率通常为数百瓦。每个基站通常有一个控制信道发射器（用来在前向控制信道上进行广播），一个控制信道接收器（用来在反向控制信道上监听蜂窝电话呼叫建立请求），以及 8 个或更多个 FM 双工语音信道。商用基站可支持多达 57 个语音信道。前向语音信道（FVC）承载电话交谈中来自有线电话网络主叫的信息，将其送至蜂窝用户。反向语音信道（RVC）承载电话交谈中来自蜂窝用户的信息而送至有线电话网络主叫。实际上在不同的系统配置中，根据话务量、系统成熟程度和其他基站的位置，在一个特定基站中使用的控制和语音信道数有很大的不同。在一个业务区内的基站数也有很大的不同，比如在农村地区基站数很少，而在一个大城市中可能有数百个基站。

AMPS 和 ETACS 系统中的每个基站在前向控制信道（FCC）上，始终连续发送数字 FSK 数据，这样空闲的蜂窝用户单元可以锁定在所在地区最强的 FCC 上。所有用户必须锁定或“预占”在一个 FCC 上以发起或者接收呼叫。基站反向控制信道（RCC）接收机，持续监听锁定在相应 FCC 上的蜂窝用户发送的消息。在美国 AMPS 系统中，每个市场上的两个业务提供商各有 21 个控制信道，这些控制信道在全国是标准化的。ETACS 中单个运营商有 42 个控制信道。这样系统中的任何蜂窝电话只需扫描有限数量的控制信道就可以找到最好的服务基站。另外，由业务提供商来保证系统中的周围基站所指定的前向控制信道，不会对正在监听相邻基站中不同控制信道的用户产生邻信道干扰。

在每个美国蜂窝服务市场上，给非有线业务提供商（“A”提供商）指定一个奇“系统标识号”（SID），给每个有线业务提供商（“B”提供商）指定一个偶 SID。该 SID 在每个 FCC 上每 0.8 秒发送一次，同时发送的还有其他开销数据，以报告蜂窝系统的状态。发送的数据可以包括以下消息：如漫游者是否自动登记，功率控制如何处理，是否其他标准如 USDC 或窄带 AMPS 能够被该蜂窝系统处理。在美国，尽管蜂窝电话能允许用户接入 A 和 B 两方，用户单元一般总是只接入 A 或 B 一方。而在 ETACS 中，用区域标识号（AID）代替 SID，ETACS 的用户单元可以接入该标准中的任何控制或语音信道。

10.1.2 AMPS 和 ETACS 中的呼叫处理

当在公共交换电话网（PSTN）中的一个普通电话发起对一个蜂窝用户的一次呼叫并到达移动交换中心（MSC）时，在系统中每个基站的前向控制信道上同时发送一个寻呼消息及用户的移动标识号（MIN）。该用户单元在一个前向控制信道上成功接收到对它的寻呼后，就在反向控制信道上同应一个确认消息，接收到用户的确认后，MSC 指令该基站分配一个前向语音

当一个移动用户发起一次呼叫时,用户单元在反向控制信道(RVC)上发送始发消息。用户单元发送它的 MIN,电子序列号(ESN),站分类标识和目的电话号码。如果基站正确收到该消息,则送至 MSC,由 MSC 检查该用户是否已经登记,之后将用户连接到 PSTN,同时分配给该呼叫一个前向和反向语音信道对,以及特定的 SAT 和 VMAC,之后开始通话。

在一个典型的呼叫中,随着用户在业务区内移动,MSC 发出多个空白-突发指令,使该用户在不同基站的不同语音信道间进行切换。在 AMPS 和 ETACS 中,当正在进行服务的基站的反向语音信道(RVC)上的信号强度低于一个预定阈值,或者 SAT 音受到一定电平的干扰时,则由 MSC 产生切换决定。阈值由业务提供商在 MSC 中进行调制,它必须不断进行测量和改变,以适应用户数的增长、系统扩容,以及业务流量模式的变化。MSC 在相邻的基站中利用扫描接收机,即所谓"定位接收机"来确定需要切换的特定用户的信号水平。这样 MSC 就能够找出接受切换的最佳邻近基站。

当一个发自 PSTN 或一个用户的新呼叫请求到达,而某个基站的所有语音信道都已占用时,MSC 将保持该 PSTN 线路接通,同时指示当前基站在 FCC 上发送一个"定向重试"给用户。定向重试命令用户单元切换到另一个控制信道上(即不同的基站)请求语音信道分配。该定向重试能否使呼叫成功,取决于无线电传播效应、用户的特定位置,以及用户所定向的基站当前的业务量。

若干因素可能导致业务质量的下降、掉话或者阻塞。影响系统性能的主要因素有:MSC 的性能,在特定地理区域内的当前业务流量,特定的信道复用方式,相对于用户密度的基站数,系统中用户间特定的传播条件,切换信号阈值的设定等等。在一个用户密集的区域中,由于系统的复杂性,以及缺乏对无线电覆盖和用户使用模式的控制,保持优良的业务和呼叫处理质量是非常困难的。尽管系统运营商努力预测系统的增长,尽力提供良好的覆盖和足够的容量,避免无线网络中的同信道干扰,掉话和阻塞仍然会出现。在一个大都市的无线网络中,在业务非常繁忙的情况下,常常有 3~5%的掉话率和超过 10%的阻塞率。

10.1.3 AMPS 和 ETACS 空中接口

AMPS 和 ETACS 信道: AMPS 和 ETACS 使用不同物理速率的信道发送语音和控制信息。系统中的每个基站同时使用控制信道(也称为建立或寻呼信道)来寻呼用户单元,提醒它们呼叫到或者将已连接的呼叫转移到语音信道上。FCC 以二进制 FSK 连续发射 10kbps 的数据(ETACS 中为 8kbps)。在 FCC 发送的信息中包括:开销消息、移动站控制消息或控制文件消息。在前向和反向链路上分别使用 FVC 和 RVC 发送语音。AMPS 和 ETACS 的一些空中接口规范列在表 10.1 中。

当使用语音信道时,有三种附加信令技术用来在基站和用户单元之间进行监测。监测信号是监测音(SAT)和信令音(ST),以下将详细描述。此外,还在语音信道上使用宽带数据信令来提供简略的数据消息,使用户和基站调整功率或发起一次切换。宽带数据利用空白-突发技术提供,这时语音信道语音停止,由宽带信令数据的一次短暂突发代替,该数据使用 FSK 以 10kbps 发送(ETACS 中为 8kbps)。典型的空白-突发事件持续时间少于 100ms,实际上语音信道用户不会觉察到。

表 10.1　AMPS 和 ETACS 无线接口规范

参　数	AMPS 规范	ETACS 规范
多址方式	FDMA	FDMA
双工方式	FDD	FDD
信道带宽	30kHz	25kHz
业务信道/RF 信道	1	1
反向信道频率	824 ~ 849MHz	890 ~ 915MHz
前向信道频率	869 ~ 894MHz	935 ~ 960MHz
语音调制	FM	FM
峰值偏差:语音信道控制 /宽带数据	± 12kHz ± 8kHz	± 10kHz ± 6.4kHz
数据传输信道编码	前向:BCH(40,28) 反向:BCH(48,36)	前向:BCH(40,28) 反向:BCH(48,36)
控制/宽带信道上的数据率	10kbps	8kbps
频带效率	0.33bps/Hz	0.33bps/Hz
信道数	832	1000

语音调制和解调

在频率调制前,语音信号要经过压扩器、预加重滤波器、偏差限幅器和后偏差限幅滤波器处理。图 10.1 显示 AMPS 调制子系统的框图。在接收机中,解调后的处理正好相反。

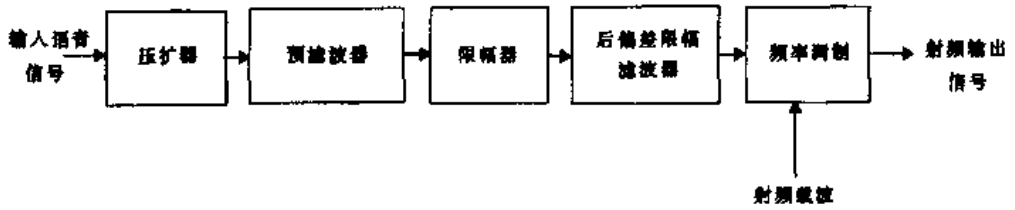


图 10.1　AMPS 语音调制过程

压扩器——为适应较大的语音动态范围,要求输入信号调制前在幅度范围上进行压缩。压缩由一个 2:1 压扩器完成,即输入电平每上升 2dB,输出电平上升 1dB。其特性规定如下:额定强度标称 1kHz 的参考输入音在传送载波上产生的峰值频率偏差为 ± 2.9kHz。压扩限定了 30kHz 信道带宽的能量并在语音突发时产生静音效果。在接收机端进行压缩的相反操作,即以最小的失真确保输入语音电平的恢复。

预加重——压缩器的输出经过一个预加重滤波器,它的标称值为在 300Hz 和 3kHz 之间,具有每倍频程 6dB 的高通响应。

偏差限幅器——偏差限幅器确保移动站的最大频率偏差限制在 ± 12kHz 以内(ETACS 为 ± 10kHz)。而监测信号和带宽数据信号不受这一限制。

后偏差限幅滤波器——通过一个后偏差限幅滤波器对偏差限幅器的输出进行滤波。这是一个低通滤波器,在 3 ~ 5.9kHz 和 6.1 ~ 15kHz 的频段上具有不小于 $40\log_{10}(f(\text{Hz})/3000)$dB 的衰减(相对于在 1kHz 的响应)。对于 5.9 ~ 6.1kHz 频段,衰减(相对于 1kHz 的值)必须大于

35dB,对于 15kHz 以上,衰减必须大于 28dB(相对于 1kHz 的值)。后偏差限幅滤波器确保实现对超过规定频带辐射的抑制,而且呼叫中始终存在的 6kHz SAT 音与发送的语音信号之间不发生干扰。

监测信号(SAT 和 ST 音)

AMPS 和 ETACS 系统在语音信道发送时提供监测信号,使每个基站和用户在呼叫中保持正确连接。SAT 在任何语音信道使用时都产生。

AMPS 和 ETACS 中使用 3 种 SAT 信号,频率分别为 5970Hz,6000Hz 和 6030Hz。基站在每个使用中的语音信道上连续发送 3 个 SAT 音中的一个。SAT 音叠加在前向和反向链路的语音信号上,但用户很难觉察。SAT 的特定频率由 MSC 指定给每次呼叫,它表明一个给定信道对应的基站位置。由于一个业务密集的蜂窝系统往往在一个较小的地理区域内有三个同信道基站,SAT 使用户和基站确知是三个同信道基站中的哪一个正在处理呼叫。

当呼叫建立并分配语音信道后,基站 FVC 开始发送 SAT。用户单元开始监测 FVC,在检测、滤波及解调来自基站的 SAT 后,复制一个相同音并在 RVC 上连续回传给基站。在 AMPS 和 ETACS 中用这种"握手"方式分配一个语音信道。如果在 1 秒时间间隔内,SAT 没有出现或者没有被正确检测,基站和用户单元停止发送,而 MSC 为新呼叫分配空闲信道。反向信道发送空白-突发数据时,基站暂停发送 SAT。用户单元至少每 250ms 进行 SAT 的检测和再广播。掉话或者呼叫提前终止往往是由于干扰或用户单元以及基站不能正确检测到 SAT。

信令音(ST)是 10kbps 的数据码组,用户用来表明呼叫终止。这个特殊的"呼叫终止"消息由交替的"0"和"1"组成,由用户单元在 RVC 上发送 200ms。与取消 SAT 发送的空白-突发消息不同,ST 音必须与 SAT 音同时发送。ST 信号通知基站用户终止呼叫。当用户终止呼叫或者在呼叫中关掉蜂窝电话时,由用户单元自动发送一个 ST 音。这样通知基站和 MSC 呼叫被用户主动终止而不是被系统中断。

宽带空白 - 突发编码

AMPS 语音信道还传送宽带(10kbps)数据流作为空白-突发信令。ETACS 使用 8kbps 空白 - 突发传送。宽带数据流以下面方式编码:每个 NRZ 二进制"1"由 1 到 0 的转换表示,每个二进制 NRZ"0"由 0 到 1 的转换表示。这种编码方式称为 Manchester(或双相)编码。在语音信道上使用 Manchester 码的优点是:Manchester 编码信号的能量集中在传输频率 10kHz 处(见第 5 章),而在低于 4kHz 的音频段几乎没有能量分布。这样语音信道上发送的数据码组就能在 30kHz RF 信道上很容易检测出来,同时用户不会感觉到,并且能够通过带有隔直电路的电话线。在控制和语音信道上的空白-突发传输都采用 Manchester 编码。

Manchester 编码后的宽带数据流通过滤波,并采用 BCH 分组码进行信道编码。宽带数据码组在语音信道上以重复的相同长度短码组形式断续发送,并且具有纠错功能。前向语音信道空白-突发发送采用 BCH(40,28)编码,能够纠正 5 个误码,反向语音信道空白-突发发送采用 BCH(48,36)编码。编码后的数据以直接频移键控方式调制发射载波。二进制"1"对应频移 + 8kHz,而"0"对应 - 8kHz(ETACS 中为 ± 6.4kHz)。

用户单元利用空白-突发信令可以发送和接收许多命令,这些命令定义在 AMPS 和 ETACS 空中接口规范中。

10.1.4 N-AMPS

为了在巨大的 AMPS 市场增加容量，Motorola 发展了称为 N-AMPS(窄带 AMPS)的类似 AMPS 的系统[EIA91]。N-AMPS 通过 10kHz 信道和 FDMA 方式用 30kHz 服务于三个用户，提供三倍于 AMPS 的容量。通过同时用三个 N-AMPS 信道代替 AMPS 信道，业务提供商可以在人口密集地区为基站提供更多的无线中继信道。除了使用亚音频数据流信令外，N-AMPS 使用与 AMPS 完全相同的 SAT 和 ST 信令和空白-突发功能。

由于使用 10kHz 信道，减少了 FM 偏差。因此降低了 AMPS 系统中话音质量的 $S/(N+I)$ 指标。为此，N-AMPS 使用了话音压扩来提供合成话音信道静噪功能。

N-AMPS 规定为每个话音信道提供 300Hz 高通话音滤波器，监测音和信令数据可以无损发送。SAT 和 ST 信令使用连续的 FSK 调制的 200bpsNRZ 数据流。SAT 和 ST 信令在 N-AMPS 中称为 DSAT 和 DST，因为它们是数字的并且以预定义的大小多次重复。有 7 个可由 MSC 选定的不同的 24 比特 DSAT 码字，基站和移动台在一次呼叫中不断重复 DSAT 码字。DST 信号是 DSAT 信号的简单取反。7 个可能的 DSAT 和 DST 是特别设计的，以提供足够数目的 0、1 变换来使接收器容易实现直流阻隔。

话音信道信令使用 100bps Manchester FSK 编码数据，当业务必须通过话音信道时，在 DSAT 位置发送。至于 AMPS 宽带信令，有许多在基站和用户单元间传送的消息，这些在 N-AMPS 中使用与 AMPS 相同的 BCH 码，在 FVC 上为 40 比特，在 RVC 上为 48 比特。

10.2 美国数字蜂窝标准(IS-54)

第一代模拟 AMPS 系统的设计不能满足现在大城市容量的需要。使用数字调制技术的蜂窝系统(称为数字蜂窝)可以提供较大程度的改善[Rai91]。在 20 世纪 80 年代末期，经过广泛的研究和对主要蜂窝系统制造商的比较，发展了美国数字蜂窝系统(USDC)，它能在分配的固定频带上支持更多的用户。USDC 是一个时分多址(TDMA)系统，它在每个 AMPS 信道上支持 3 个全速率用户或 6 个半速率用户。因此，USDC 提供了 6 倍于 AMPS 的容量。USDS 与 AMPS 一样使用 45MHz FDD 双工方式。双模式 USDC/AMPS 系统在 1990 年被电子工业协会和通信工业协会(EIA/TIA)制定为暂时标准 IS-54[EIA90]。

USDC 系统与 AMPS 共享相同的频率、频率复用方案和基站，所以基站和用户单元可以用相同的设备接入 AMPS 和 USDC 信道。采用支持 AMPS 和 USDC 的方式，蜂窝服务提供商能够将 USDC 话机提供给新的用户，而且随着时间的推移，会逐渐用 USDC 基站代替 AMPS 基站，以 USDC 信道代替 AMPS 信道。由于 USDC 在许多方面保持了 AMPS 的兼容性，所以 USDC 也被称为数字 AMPS(D-AMPS)。

目前，城市郊区采用不完全的模拟蜂窝系统，832 个 AMPS 信道中只有 666 个使用(也就是说，某些郊区蜂窝运营者仍不能使用 1989 年分配到的扩展频谱)。在这些地区，将 USDC 信道加入扩展频谱内以支持可以在城市系统中漫游的 USDC 话机。在城市地区，每个蜂窝信道都已被使用，大业务量基站所选的频率组转换成 USDC 数字标准。在较大城市中，这种逐步的转变导致干扰的暂时增加，并且在 AMPS 系统上导致掉话。因为基站变换到数字式时，地理区域内的模拟信道数要减少。因此，从模拟到数字的转换速度必须与区域内用户设备的变化相匹

配。

相同无线频带内从模拟到数字的平滑过渡是发展 USDC 标准中的一个关键问题。在实际中,只有容量短缺的城市(如纽约和洛杉矶)才迫切地从 AMPS 转变到 USDC,而小城市正在等待更多的用户装配 USDC 话机。N-AMPS 以及一个竞争性的数字扩频标准(即后面讨论的 IS-95)的出现延缓了 USDC 在美国的使用。

为保持与 AMPS 话机的兼容性,USDC 前向控制链路和反向控制链路采用了与 AMPS 完全相同的信令技术。因此,尽管 USDC 话音信道采用了信道速率为 4.8kbps 的 4 阶 π/4 DQPSK 调制[Pad 95],但前向控制链路和反向控制链路与 AMPS 相同,采用同样的 10kbps 信令方案和同样标准化的控制信道。新近的标准 IS-136 也包括了用于 USDC 控制信道的 π/4 DQPSK 调制[Pad95]。IS-54 反向信道提供 4 进制键控以取代 USDC 专用信道上的 FSK,目的是为了提高控制信道的数据速率,在专用用户群之间提供特定服务,如寻呼和短消息。

10.2.1 USDC 无线接口

为保证从 AMPS 到 USDC 的顺利过渡,规定 IS-54 系统可按 AMPS 和 USDC 标准来进行操作(双模式),这样用一部话机可在两种系统中实现漫游。IS-54 系统所采用的频段和信道间隔与 AMPS 的相同,在每个 AMPS 的信道上支持多个 USDC 用户。USDC 方案采用了第 8 章讨论的 TDMA 技术,该方案在使用比特率较低的话音解码器时,可以灵活地在单个无线信道内容纳多个用户。表 10.2 总结了 USDC 的空中接口。

表 10.2 USDC 无线接口规范

参　数	USDC IS-95 规范
多址方式	TDMA/FDD
调制	π/4 DQPSK
信道带宽	30 kHz
反向信道频带	824 ~ 849 MHz
前向信道频带	869 ~ 894 MHz
前向和反向信道数据速率	48.6 kbps
谱效率	1.62 bps/Hz
均衡器	未指定
信道编码	7 比特 CRC 和 1/2 比率、约束长度为 6 的卷积编码
交织	2 时隙交织器
每信道用户	3(全速率话音编码器,7.95kbps/用户) 6(半速率话音编码器,3.975kbps/用户)

USDC 信道——USDC 控制信道与 AMPS 控制信道相同。除了 42 个原有的 AMPS 信道外,USDC 还指定了 42 个附加控制信道,称为辅助控制信道。因此 USDC 控制信道是 AMPS 的两倍,所以可以寻呼双倍的控制信道业务。提供商可以方便地用辅助控制信道来标识 USDC 的

使用,因为 AMPS 话机并不对辅助控制信道进行监视或解码。当从 AMPS 系统到 USDC/AMPS 系统转换时,提供商可以决定让 MSC 仅在辅助控制信道上向 USDC 移动台发送消息记录,而在 AMPS 控制信道上仅发送现有的 AMPS 业务。对这样一个系统来说,USDC 用户只是自动地监视在 USDC 模式中运行的前向辅助控制信道。当 USDC 用户开始要求增加附加控制信道时,就在原有信道上和辅助信道上同时发送 USDC 信息。

USDC 话音信道在每个前向链路和反向链路中都占 30kHz 的频段,可以最多支持 3 个用户(AMPS 只支持 1 个用户)。每个话音信道支持 TDMA 结构,提供 6 个时隙。对于全速率话音,三个用户以等间隔方式利用 6 个时隙。例如,用户 1 占用时隙 1 和时隙 4,用户 2 占用时隙 2 和时隙 5,用户 3 占用时隙 3 和时隙 6。对于半速率话音,每个用户每帧占用一个时隙。

在每个 USDC 话音信道上,实际同时提供 4 个数据信道。对最终用户来讲,最重要的数据信道是数字业务信道(DTC),它载有用户信息(即话音或用户数据),其他三个信道载有系统的辅助信息。反向 DTC 载有用户到基站的话音数据,前向 DTC 载有基站到用户的用户数据。三个辅助信道包括编码数字验证色码(CDVCC),慢速辅助控制信道(SACCH)和快速辅助控制信道(FACCH)。

CDVCC 每时隙中发送 12 比特消息,功能上类似于 AMPS 中使用的 SAT。CDVCC 是范围在 1 到 255 之间的数字,用取自截短(12,8)Hamming 码的 4 个附加信道编码进行保护。基站在前向话音信道上发送一个 CDVCC 值,每个用户必须接收、解码,并在反向话音信道向基站重新发送一个相同的 CDVCC 值。如果这种 CDVCC"握手"方式不能正确完成,该时隙将让出给其他用户,且用户发射机自动关闭。

在每个时隙中都要发送 SACCH,它提供了并行于数字话音的信令信道。SACCH 载有各种用户和基站之间的控制及辅助信息,并在多个连续时隙上提供一个信息,用来交流功率水平变化或切换要求。SACCH 也用于移动台报告其他邻近基站信号强度的测试结果,以使得基站可以实现移动辅助切换(MAHO)。

FACCH 是另一个信令信道,用于发送基站和移动台之间的重要控制数据和特定业务数据。当发送 FACCH 数据时,该数据就代替了一帧内的用户信息数据(如话音)。FACCH 可发送双音多频(DTMT)信息、呼叫释放指令、快速中继指令、MAHO 以及用户状态请求等。FACCH 还提供了很大的灵活性,如果在某些 TDMA 时隙中 DTC 空闲,则允许提供商断续地处理送往蜂窝网络的业务。下面将讨论到,FACCH 数据的处理类似于话音数据,要打包、交织并填入时隙中,但不同之处是:通过信道编码,话音数据仅有部分比特受到保护,而 FACCH 数据用 1/4 比率的卷积信道编码来保护时隙中所有的传输比特。

USDC 业务信道的帧结构——如图 10.2 所示,USDC 系统的 TDMA 帧由 6 个时隙组成。它支持 3 个全速率业务信道或 6 个半速率信道。TDMA 帧长是 40ms。由于 USDC 采用 FDD 技术,前向信道时隙和反向信道时隙可同时工作。每个时隙设计用来传送话音编码器两个邻近帧的交织话音数据(话音编码器帧长为 20ms,是 TDMA 帧长的一半)。USDC 标准要求两个邻近话音编码帧的数据要在一个指定时隙内发送。USDC 话音编码器在 20ms 帧内提供 159 比特的原始话音编码数据,但信号编码使 20ms 长的话音帧中的比特数增加到 260 比特。如果 FACCH 代替话音数据被发送,则一帧话音编码数据由一块 FACCH 数据来代替,一个时隙中的 FACCH 数据实际上是由两个邻近 FACCH 数据块组成的。

在反向话音信道中,每个时隙中有两个 122 比特的突发序列和一个 16 比特的突发序列

(每时隙共 260 比特),这些比特来自两个交织的语音帧(或 FACCH 数据块)。另外,在反向信道时隙中还要发射 28 个同步比特,12 个 SACCH 数据比特,12 个 CDVCC 比特和 12 个保护时间比特。

在前向话音信道上,每个时隙包含有两个 130 比特的突发序列,这些比特来自两个连续的交织话音帧(或 FACCH 数据),还包括 28 个同步比特,12 比特的 SACCH 数据,12 比特的 CDVCC 和 12 个保留比特。前向信道和反向信道上,每时隙都包含 324 个比特,长度为 6.667ms。

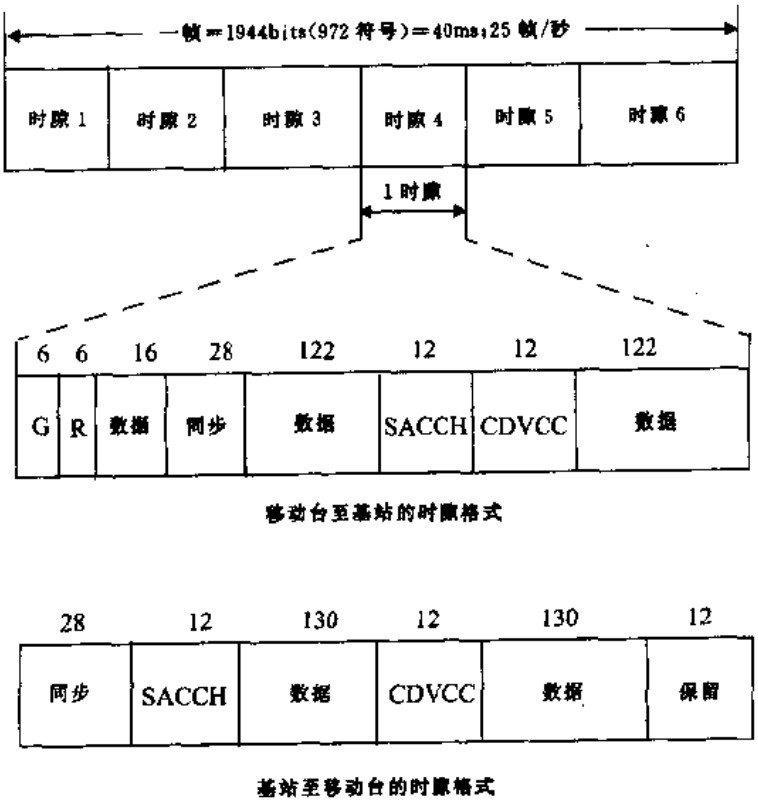


图 10.2 前向链路和反向链路上的 USDC 时隙与帧结构

前向信道和反向信道中的时隙在时间上交错排列。前向信道中第 N 帧的时隙 1 开始于反向信道第 N 帧时隙 1 起始端后的 412 比特处(参见第 8 章)。这就使得每个移动台在前向、反向链路进行双工操作时可以简单地使用一个发送/接收转换开关,而不必用复用器。USDC 提供了调整前向信道时隙和反向信道时隙之间时间交错的功能。该调整以 1/2 时隙的整数倍来进行,使得系统可以与安排到时隙中的新用户取得同步。

话音编码——USDC 话音编码器叫做矢量和激励线性预测编码器(VSELP),属于码激励线性预测编码器(CELP)或随机激励线性预测编码器(SELP)的一种(参见第 7 章)。这类编码器是以码本为基础来确定如何量化差值激励信号的。VSELP 所有的编码本有一个预先确知的结构,使得编码本搜索过程所要求的计算量明显减少。VSELP 算法由多个公司合作开发,IS-54 标准选取的是 Motorola 公司实现的算法。该 VSELP 编码器输出速率为 7950bps,每 20ms 为一个话音帧。每秒为一个用户产生 50 个话音帧,每帧包含 159 话音比特。

信道编码——话音编码器帧中的 159 比特根据它们在识别时的重要性分为两类,即 77 个

第一类比特和82个第二类比特。第一类比特是最重要的比特位，由一个比率为1/2，约束长度$K=6$的卷积码来保护。除了卷积编码外，第一类比特中的12个最重要比特用7比特CRC检错码来进行分组编码。这就保证了最重要的话音编码比特在接收器中被检测到的概率较高。第二类比特不很重要，没有对它们进行差错保护。经信道编码后，每个话音编码帧的159比特用260个信道编码比特来表示。加上信道编码后，话音编码器的总比特速率为13kbps。图10.3给出了对话音编码时间进行信道编码的过程。

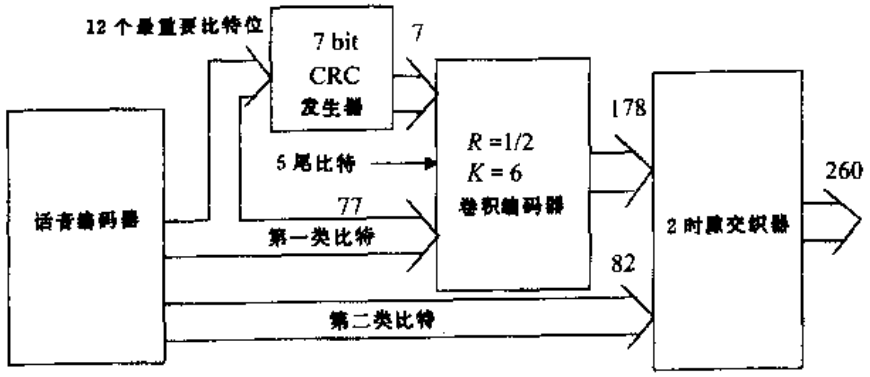


图10.3 USDC话音编码器输出的差错保护

对FACCH数据采用的信道编码不同于话音编码数据。一个FACCH数据块每20ms帧中包含了49个数据比特。一个16比特的CRC码字附加到每个FACCH数据块中，产生一个65比特的编码FACCH码字。这65比特的码字然后通过比率为1/4，约束长度为6的卷积编码器，以便产生每20ms帧中260比特的FACCH数据。一个FACCH数据块所占带宽和一个编码话音帧所占带宽一样。采取这种方式，DTC上的话音数据可以由编码FACCH数据来代替。在USDC中，DTC数据的交织和FACCH数据的交织是相同的。

每个SACCH数据字包含6个比特。每个原始SACCH数据通过一个比率为1/2，约束长度为5的卷积编码器，每20ms产生12个编码比特，即每个USDC中有24个比特。

交织——在发送之前，编码话音数据要与邻近话音帧的数据交织到两个时隙上。换句话讲，每个时隙包含着每个话音帧的一半数据。话音数据放到图10.4所示的26×10交织器中。数据以列顺序输入交织阵列中。两个连续话音帧分别定为x和y，其中x是前一个话音帧，y

$$\begin{bmatrix}
0x & 26x & 52x & 78x & 104x & 130x & 156x & 182x & 208x & 234x \\
1y & 27y & 53y & 79y & 105y & 131y & 157y & 183y & 209y & 235y \\
2x & 28x & 54x & 80x & 106x & 132x & 158x & 184x & 210x & 236x \\
\cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
\cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
12x & 38x & 64x & 90x & 116x & 142x & 168x & 194x & 220x & 246x \\
13y & 39y & 65y & 91y & 117y & 143y & 169y & 195y & 221y & 247y \\
\cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
\cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
24x & 50x & 76x & 102x & 128x & 154x & 180x & 206x & 232x & 258x \\
25y & 51y & 77y & 103y & 129y & 155y & 181y & 207y & 233y & 259y
\end{bmatrix}$$

图10.4 USDC中两个邻近话音编码器帧的交织

是当前话音帧。从图 10.4 可以看出,阵列中所需的 260 比特只有 130 个提供给 x;另 130 个提供给 y。两个邻近帧的话音编码数据以第二类和第一类相混合的方式放入交织器,然后话音数据以行顺序从交织器输出。对编码 FACCH 的交织方法与话音数据的相同。另一方面,6 比特的 FACCH 消息字由 1/2 比率的卷积码来编码,并采用跨度为 12 个连续时隙的增量交织器[ELA90]。

调制——为了与 AMPS 兼容,USDC 采用了 30kHz 的信道。在控制(寻呼)信道上,USDC 和 AMPS 使用相同的 10kbps 二进制 FSK 调制。在话音信道上,用总比特速率为 48.6kbps 的数字调制代替了 FM 调制。为了在 30kHz 的信道中获得相同的比特率,该调制需要的频谱效率为 1.62bps/Hz。另外,为了限制相邻信道干扰(ACI),必须采用频谱成形技术。

使用常规的脉冲成形四相调制方法如 QPSK 和 OQPSK,就可满足频谱效率的要求。然而,由于在移动无线环境中,对称差分相移键控调制(通常叫做 $\pi/4$-DQPSK)有许多优点,所以 USDC 采用了这种调制,信道符号速率为 24.3kbps,符号持续时间为 41.1523μs。

脉冲成形用来减少传输带宽,同时限制符号间干扰(ISI)。在发射端,信号通过一个滚降系数为 0.35 的均方根升余弦滤波器进行滤波。接收端也使用一个对应的均方根升余弦滤波器。在相移键控中使用脉冲成形后,就变为一种线性调制技术,它要求用线性放大以保持脉冲形状。非线性调制会破坏脉冲形状,导致信号带宽的扩展。使用脉冲成形的 $\pi/4$-DQPSK 调制,可以在具有 50dB 相邻信道保护的 30kHz 信道带宽上支持 3 个话音信号的传输。

解调——用于接收端的解调及解码类型由制造商确定。如第 5 章所述,可以在 IF 或基带上完成差分检测。后者的实现通常可以采用一个简单的鉴别器或数字信号处理器(DSP)。这样不仅降低了鉴别器的成本,而且简化了射频电路。DSP 还可支持 USDC 均衡器和双模式功能的实现。

均衡——在 900MHz 移动信道中进行的测量表明,美国四城市所有测量点中,均方时延扩展少于 15μs 的占 99%,而少于 5μs 的接近 80%[Rap90]。对一个采用符号速率为 24.3kbps 的 DQPSK 调制的系统来说,如果 $\sigma/T=0.1$(σ 是均方时延扩展,T 是符号持续时间),符号间干扰产生的误比特率变得不能忍受时,则最大均方时延扩展是 4.12μs。如果超过了这个值,就需要采用均衡来减少误比特率。Rappaport、Seidel 和 Singh[Rap90]的工作表明,大约 25%的测量结果,其均方时延扩展超过 4μs。所以尽管 IS-54 标准中没有确定具体的均衡实现方式,但是为 USDC 系统规定了均衡器。

为 USDC 提出的一种均衡器是反馈判决均衡器(DFE)。它包括 4 个前馈抽头和反馈抽头,其中前馈抽头间隔为符号的一半。这种分数间隔类型使得均衡器对简单的定时抖动具有抵抗能力。自适应滤波器的系数由递归最小平方(RLS)算法来更新。设备制造商开发了许多 USDC 专用均衡器。

10.2.2 美国数字蜂窝的派生标准(IS-94 和 IS-136)

在 IS-54 中加入网络性能就产生了新型的无线业务和传输结构。因为 TDMA 提供 MAHO 功能,移动台能够获知信道条件,并向基站报告。反过来,这一点又增加了蜂窝使用的灵活性。例如,MAHO 用于支持基站进行的动态信道分配,这样就允许 MSC 可以灵活使用服务区内位于特定位置的多个基站,并能增强每个基站对其覆盖特性的控制。

IS-94 标准利用了 IS-54 提供的系统功能,使蜂窝电话直接连到专用交换机上(PBX),将

MSC 的智能功能移到基站中，则有可能利用放置于建筑物内的小基站（微小区），在一个建筑或校园内提供无线 PBX 业务。IS-94 规定了一项技术，用来提供使用非标准控制信号的专用或封闭式蜂窝系统。IS-94 系统于 1994 年提出，并迅速用于办公建筑和饭店。

IS-54 反向信道标准在 USDC 控制信道上提供了 48.6kbps 的控制信道信令，在原始 AMPS 信道上提供了 10kbps 的 FSK 控制信道。然而，网络功能在 IS-54 反向信道中没有完全开发。一个新的暂时标准（IS-136）提供了一组新的性能和业务，使得蜂窝系统可与 PCS 相竞争。IS-136 规定了短消息功能和专用用户组特性，使其更适合于无线 PBX 应用和寻呼应用。而且，IS-136 规定了一种“休眠”模式，使兼容蜂窝电话节省电池能量。IS-136 用户终端与 IS-54 不兼容，因为 IS-136 对全部控制信道采用 48.6kbps 速率（不支持 10 kbps FSK）。这使 IS-136 的调制解调器成本较低，因为每个移动单元只需使用 48.6kbps 的调制解调器。

10.3 全球移动系统（GSM）

全球移动系统（GSM）是第二代蜂窝系统的标准，它是为了解决欧洲第一代蜂窝系统四分五裂的状态而发展起来的。GSM 是世界上第一个对数字调制、网络层结构和业务作了规定的蜂窝系统。在 GSM 之前，欧洲各国在整个欧洲大陆上采用不同的蜂窝标准，对于用户来讲，就不可能用一种制式的手机在整个欧洲进行通信。GSM 最初是为泛欧蜂窝业务而发展的，它保证通过使用 ISDN 得到大范围的网络业务。GSM 的成功超出了每个人的预想，对世界上新的蜂窝通信及个人通信设备来讲，GSM 是最为流行的标准。据预测，到 2000 年，世界范围内将有 2000 万到 5000 万的 GSM 用户[Mou92]、[Dec93]。

在 900MHz 频段为欧洲制定一个公共移动通信系统的业务由欧洲电信管理部门（CEPT）下设的移动特别小组（GSM）委员会来承担。最近，由于商业上的原因，GSM 改名叫做全球移动系统。目前 GSM 标准的设置是由欧洲技术标准协会（ETSI）来完成的。

GSM 最初于 1991 年投入到欧洲市场。到 1993 年底，南美、亚洲和澳洲的几个国家也采用了 GSM。最近，世界各国政府联合制定了 GSM 的等效技术标准——DCS1800，它在1.8GHz到 2.0GHz 的频段上提供个人通信业务（PCS）。

10.3.1 GSM 业务和功能

GSM 业务按 ISDN 的原则可分为电信业务和数据业务。电信业务包括标准移动电话业务、移动台发起或基站发起的业务。数据业务包括计算机间通信和分组交换业务。用户业务分为三大类。

- 电信业务： 包括紧急呼叫和传真。GSM 也提供可视图文和图文电视业务，尽管这些并不是 GSM 标准的组成部分。
- 承载业务或数据业务： 该业务被限定在开放系统互连（OSI）参考模型（见第 9 章）的第 1、2、3 层上。所支持的业务包括分组交换协议，数据速率从 300bps 到 9.6kbps。数据可以用透明方式传送，也可以用非透明方式传送。在透明方式下，GSM 为用户数据提供标准信道编码；在非透明方式下，GSM 提供基于特定数据接口的特殊编码功能。
- 补充 ISDN 业务： 本质上是数字业务，它包括呼叫转换、封闭用户群和呼叫者识别，这些业务在模拟移动网络中是无法实现的。补充业务还包括短消息业务（SMS）。该业务

允许 GSM 的手机和基站在传送正常语音业务时，可同时传送一定长度(160 个 7 bit 的 ASCII 字符)的字母数字消息。SMS 也提供小区广播，它允许 GSM 基站以连续方式重复传送 ASCII 信息，该信息最长为 15 个含 93 个字符的字符流。SMS 也可用于安全和咨询业务，例如，在接收范围内，向所有 GSM 用户播发交通或气象信息。

从用户的观点来讲，GSM 的一个最显著特点就是用户识别卡(SIM)，它是一种存储装置，可存储用户识别卡，为用户提供服务的网络、地区、专用键，以及其他特定用户信息。SIM 卡有一个 4 位数的个人 ID 号，使用 SIM 卡能用任何 GSM 手机来通话。SIM 卡可用智能卡来实现，这种卡有信用卡大小，可以插入任何 GSM 话机中。SIM 卡还可采用插入式模块来实现，这种方式没有用 SIM 卡方便，但仍有可移动性和便携性。没有 SIM 装置，GSM 移动台不会工作。正是 SIM 使 GSM 用户能识别自己的身份。无论用户身处世界何地，都可以将他的 SIM 输入到任意合适的终端——如饭店电话、公用电话及任何便携或移动电话——然后就能接收所有对该终端的呼叫，也可以用该终端向外呼叫而话费计在他们的家庭电话上。

GSM 的第二个显著特点是所提供的空中保密性。模拟调频(FM)蜂窝电话系统很容易被监听，与此不同的是，要窃听 GSM 通话是不可能的。根据规定，只有系统提供商知道密码，可以对 GSM 发射器发送的数字比特流进行加密，从而实现保密。这个密码对每个用户来说可随时改变。每一个提供商和 GSM 设备制造商在发展 GSM 设备或利用 GSM 系统之前，都必须签署谅解备忘录(MoU)。MoU 是一项国际协议，它允许各地区及承运者共享加密算法和其他专用信息。

10.3.2 GSM 系统体系结构

GSM 系统体系结构主要包括三个相关的子系统，这些子系统通过一定的网络接口互相连接，并与用户相连。它们是基站子系统(BSS)、网络子系统(NSS)和操作支持子系统(OSS)。移动台(MS)也是一个子系统，但通常被认为是 BSS 的一部分。GSM 中所设计的设备和业务都支持这些特定子系统的一个或多个。

BSS 也叫无线子系统，提供并管理着移动台和移动业务交换中心(MSC)之间的无线传输通道。BSS 也管理着移动台与所有其他 GSM 子系统的无线接口。每个 BSS 包括多个基站控制器(BSC)，BSC 经由 MSC 将 MS 连接到 NSS。NSS 管理着系统的交换功能，允许系统工程师对 GSM 系统的所有方面进行监视、诊断和检修。该子系统与其他 GSM 子系统内部相连，仅提供给负责网络业务设备的 GSM 运营公司。

图 10.5 给出了 GSM 系统结构框图。移动台(MS)通过无线空中接口与基站子系统(BSS)相连。BSS 包括许多 BSC，这些 BSC 连接到一个 MSC 上，每个 MSC 控制着多到几百个的基站收发信台(BTS)。一些 BTS 可存在于 BSC 处，而其他一些是远程分布的，通过微波链路或专门租用线路直接与 BSC 相连。在相同 BSC 控制下的两个 BTS 间的移动台切换，可由 BSC 处理而不需要 MSC，这样就大大减少了 MSC 的交换负担。

如图 10.6 所示，连接 BTS 和 BSC 之间的接口叫做 Abis 接口，该接口传送业务数据并保持数据。对所有制造商来讲，Abis 接口被定为标准化接口。实际上，每个 GSM 基站制造商的 Abis 接口略有不同，因此迫使业务提供者采用相同制造商的 BTS 和 BSC 设备。

BSC 经由专用/租用线路或微波链路直接连到 MSC 上。BSC 和 MSC 之间的接口叫做 A

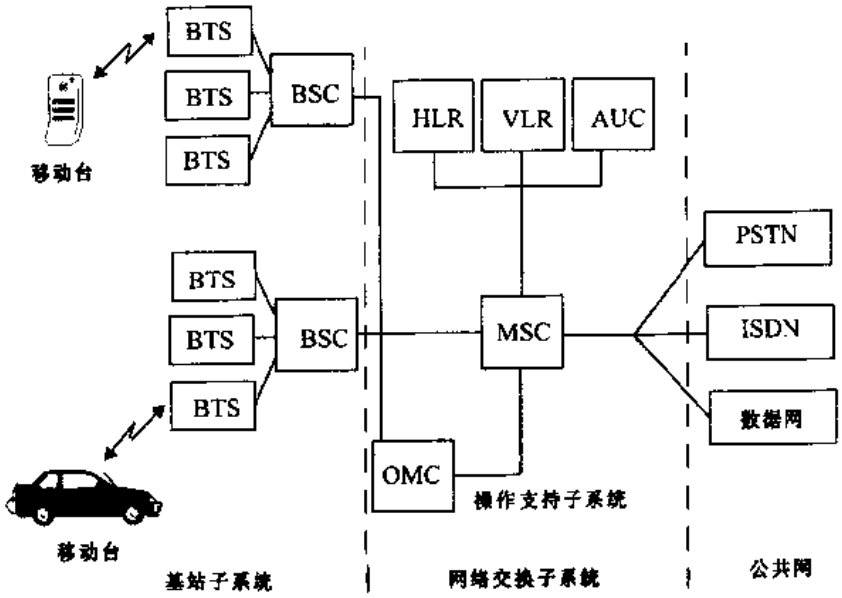


图 10.5 GSM 系统结构

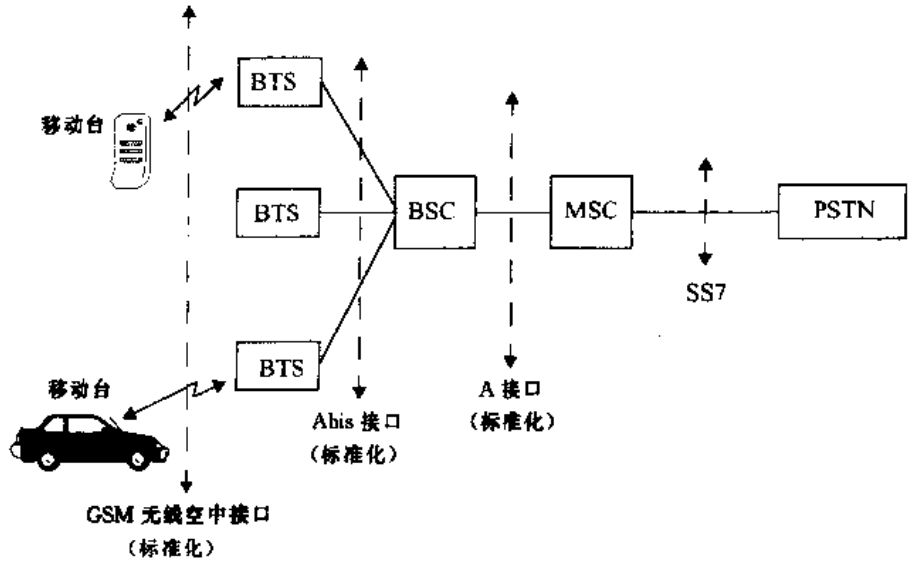


图 10.6 GSM 中的各类接口

接口,该接口在 GSM 中也是标准化接口。A 接口采用 SS7 协议,该协议被称为信令修正控制部分(SCCP),它支持 MSC 和 BSS 之间的通信,也支持个人用户与 MSC 之间的网络消息。A 接口允许业务提供者可以使用不同制造商提供的基站和交换设备。

NSS 处理外部网络和位于无线子系统中 BSC 之间的 GSM 呼叫交换,同时也负责管理并提供几个用户数据库的接入。在 NSS 中,MSC 是中心单元,控制着所有 BSC 之间的业务。NSS 中有三个不同的数据库叫做归属位置寄存器(HLR)、访问位置寄存器(VLR)和鉴权中心(AUC),HLR 包含着每一个相同 MSC 中用户的用户信息和位置信息。在特定 GSM 系统中,每个用户被分配给一个独有的国际移动用户识别号码(IMSI),该号码用来区分每一个归属用户。VLR 中暂时保存着正在访问某一特定 MSC 覆盖区的漫游用户的 IMSI 和用户信息。VLR 连接到某

一特定区域的几个相近 MSC 上，并包含该区域内每一个访问用户的信息。一旦漫游用户注册到 VLR，MSC 就将必要的信息发送到访问用户的 HLR，于是根据漫游用户的 HLR，漫游用户的呼叫可以适时地发送到 PSTN。鉴权中心是一个受到严格保护的数据库，它处理 HLR 和 VLR 中每个用户的鉴权和加密。鉴权中心包含有一个设备识别寄存器(EIR)，它负责识别与保存在 HLR 或 VLR 中的信息不相符合的识别数据。

OSS 支持一个或多个操作维护中心(OMC)，该中心用于监视和维护 GSM 系统中每个 MS、BS、BSC 和 MSC 的性能。OSS 有三个主要功能：(1)维护特定区域内所有通信硬件和网络操作，(2)管理所有收费过程，(3)管理系统中的所有移动设备。在每个 GSM 系统中，对每一个任务有一个特定的 OMC。OMC 负责调整所有基站参数和计费过程，同时为系统操作者提供一定的功能来确定系统中每一移动设备的性能和完整性。

10.3.3 GSM 无线子系统

在所有成员国中，GSM 均使用专为系统留用的两个 25MHz 的频段。890 ~ 915MHz 频段用于用户到基站的传输(反向链路)，935 ~ 960MHz 频段用于基站到用户的传输(前向链路)。GSM 使用 FDD 和 TDMA/FDMA 的混合制式使基站可同时接入多路用户。前向和反向有效频段被划分为 200kHz 宽的信道，该信道以绝对无线频率信道号(ARFCN)标志。一个 ARFCN 代表着一对前向、反向信道，二者间隔为 45MHz，并且每个信道在 8 个 TDMA 用户里是时间共享的。

8 个用户中的每个用户都使用相同的 ARFCN，并占用每帧中单一时隙(TS)。前向链路和反向链路上的无线传输都以 270.833kbps(1625/6kbps)的信道数据速率进行，并采用 $BT = 0.3$ 的二进制 GMSK 调制。从而，信令比特持续的时间为 3.692μs，每个用户的有效信道传输速率为 3.854kbps(270.833kbps/8 个用户)。当 GSM 超载运行时，实际上用户数据的传输速率最大可达到 24.7kbps。每个TS都分配等时的时间段，每段内有156.25个信道比特，在此之中，有8.25比特的保护时间及 6 比特的开始和停止时间，来防止相邻时隙间的重叠。如图10.7所示，每个TS长度为576.92μs，而单个GSMTDMA帧长为4.615ms。在25MHz的带宽内，有效信道总

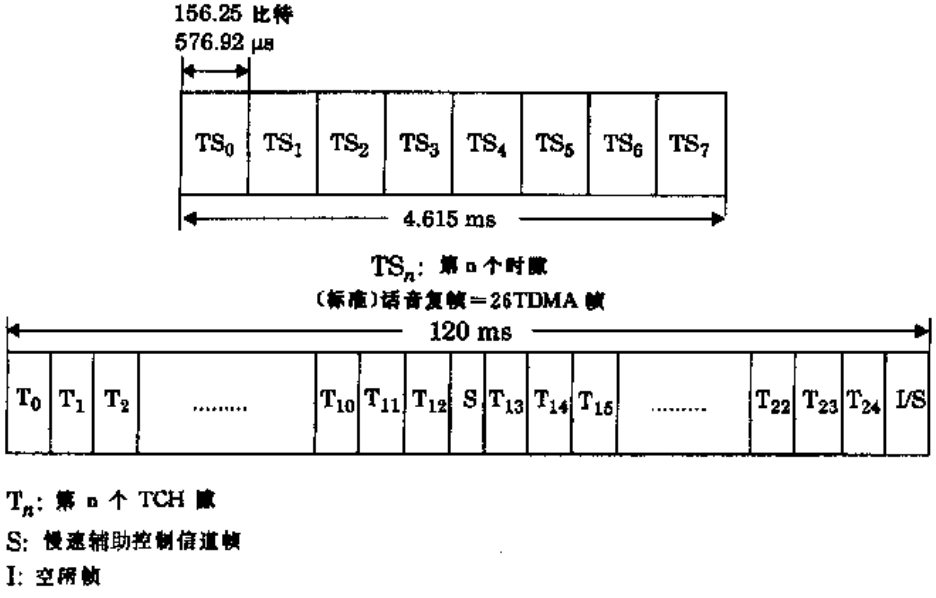


图 10.7 话音专用控制信道帧和复帧结构

数为 125(假定没有保护频段)。在实际实现中,GSM 频段的高端和低端提供了 100kHz 的保护带,所以仅能实现 124 个信道。表 10.3 总结了 GSM 的空中接口。

表 10.3 GSM 空中接口规范

参 数	规 范
反向信道频率	890 - 915MHz
前向信道频率	935 ~ 960MHz
ARFCN 数	0 ~ 124 和 975 ~ 1023
Tx/Rx 频率间隔 Tx/Rx 时隙间隔	45MHz 3 个时隙
调制数据速率	270.833333kbps
帧长	4.615ms
每帧用户数(全速率)	8
时隙长	576.9μs
比特长	3.692μs
调制	0.3GMSK
ARFCN 信道间隔	200kHz
交织(最大延迟)	40ms
话音编码比特速率	13.4kbps

时隙号码和 ARFCN 相组合构成了前向链路和反向链路中的一个物理信道。每个 GSM 中的物理信道在不同的时间可以映射为不同的逻辑信道。这就是说,每个具体时隙或帧可以专门用来处理业务数据(如语音、传真、图文电视数据等用户数据),信令数据(GSM 系统内部工作所要求的数据),或者是控制信道数据(来自于 MSC、基站、或移动用户)。GSM 技术要求规定逻辑信道要有广泛的变化性,而且它们可以用来连接 GSM 网络的物理层和数据链路层。这些逻辑信道在有效传输用户数据的同时,还能在每个 ARFCN 上提供网络控制。如下面所述,GSM 为特定的逻辑信道提供明确的时隙分配和帧结构。

10.3.4 GSM 信道类型

GSM 逻辑信道有两种类型,称为业务信道(TCH)和控制信道(CCH)[Hod90]。业务信道携带数字化的用户编码语音或用户数据,在前向链路和反向链路上具有相同的功能和格式。控制信道在基站和移动站之间传输信令和同步指令。某些类型的控制信道只定义给前向链路或反向链路。GSM 中有六个不同类型的 TCH,以及更多的 CCH,下面我们详细论述。

10.3.4.1 GSM 业务信道(TCH)

GSM 业务信道可以是全速率的,也可以是半速率的,能传送数字语音或用户数据。当以全速率传送时,用户数据包含在每帧的一个时隙内;当以半速率传送时,用户数据映射到相同的时隙上,但是在交替帧内发送。也就是说,两个半速率信道用户将共享相同的时隙,但是每隔一帧交替发送。

在 GSM 标准中,TCH 数据在某些 ARFCN 的 TDMA 帧中的 TS 0 内是不发送的,这些 ARFCN 作为对每个小区的广播站(因为在多数帧内,这一时隙是为控制信道突发数据保留的)。而且,每隔 13 个帧,TCH 数据帧就被一个慢速辅助控制信道(SACCH)数据或空闲帧打断。图 10.7 给出在连续帧中 TCH 数据是如何传送的。26 个连续 TDMA 帧组成复帧(也叫语音复帧,以区分于控制信道复帧)。对于每 26 个帧来说,第 13 帧和第 26 帧分别由 SACCH 数据或空闲帧组成。当采用全速率 TCH 时,第 26 帧包含了空闲比特,当采用半速率 TCH 时,第 26 帧包含了 SACCH 数据。

全速率 TCH

全速率 TCH 支持下面的全速率语音和数据信道。

- **全速率语音信道(TCH/FS)**——全速率语音信道传送用户语音,该语音是数字化的,速率为 13kbps.当 GSM 信道编码加到数字化语音中后,全速率语音信道速率为22.8kbps。
- **全速率 9600bps 数据信道(TCH/F9.6)**——全速率业务数据信道传送以 9600bps 发送的用户数据。加上前向纠错编码,9600bps 的数据以 22.8kbps 发送。
- **全速率 4800bps 数据信道(TCH/F4.8)**——全速率业务数据信道传送以 4800bps 发送的用户数据。加上前向纠错编码,4800bps 的数据以 22.8kbps 发送。
- **全速率 2400bps 数据信道(TCH/F2.4)**——全速率业务数据信道传送以 2400bps 发送的用户数据。加上前向纠错编码,2400bps 的数据以 22.8kbps 发送。

半速率 TCH

半速率 TCH 支持下列语音和数据信道。

- **半速率语音信道(TCH/HS)**——半速率语音信道设计用来传送数字化语音,该语音以全速率信道一半的速率来采样。GSM 先得到速率约为 6.5kbps 的语音编码,加上 GSM 信道编码,半速率语音信道速率为 11.4kbps。
- **半速率 4800bps 数据信道(TCH/H4.8)**——半速率业务数据信道传送以 4800bps 发送的用户数据。加上前向纠错编码,4800bps 的数据以 11.4kbps 发送。
- **半速率 2400bps 数据信道(TCH/H2.4)**——半速率业务数据信道传送以 2400bps 发送的用户数据。加上前向纠错编码,2400bps 的数据以 11.4kbps 发送。

10.3.4.2 GSM 控制信道(CCH)

GSM 系统中有三种主要的控制信道:广播信道(BCH)、公共控制信道(CCCH)和专用控制信道(DCCH)。每个信道由几个逻辑信道组成,这些逻辑信道按时间分布提供 GSM 必要的控制功能。

GSM 中 BCH 和 CCCH 前向控制信道仅在一定的 ARFCN 信道上实现,并以特定方式分配

时隙。在一个重复的 51 个帧序列(称为控制信道复帧)中,BCH 和 CCCH 前向控制信道仅分配到 TS 0,且仅在某些帧上用那些称为广播信道的 ARFCN 来广播。TS 1 和 TS 7 载有常规 TCH 业务,因此 ARFCN 仍能够在 7 个时隙上载有全速率用户数据。

GSM 规范定义了 34 个 ARFCN 为标准广播信道。对于每个广播信道,第 51 帧不包含任何 BCH/CCCH 前向信道数据,被认为是空闲信道。然而反向信道的 CCCH 能够在任何帧(甚至是空闲帧)的 TS 0 接收用户的传输。另一方面,DCCH 数据可以在任何时隙和任何帧期间发送,整个帧全部包含的是 DCCH 传输数据。GSM 控制信道详述如下。

- **广播信道(BCH)**——广播信道在每个小区中指定的 ARFCN 前向链路上运行,仅在某些 GSM 帧的第一时隙(TS 0)发送数据。与双工的 TCH 不同,BCH 仅使用前向链路。正像 AMPS 中前向控制信道用作邻近移动台信标一样,BCH 作为一个 TDMA 信标,使任何邻近的移动台可以识别并锁定。BCH 为小区内所有移动台提供同步,并且偶尔会被相邻小区内的移动台探测到,所以接收功率和 MAHO 判决可以来自于小区外用户。尽管 BCH 数据在 TS 0 内传送,相同 ARFCN 的 GSM 帧中其他 7 个帧还可用于 TCH 数据、DCCH 数据、或填满伪突发序列。而且,小区内所有其他 ARFCN 的所有 8 个时隙,可用于 TCH 数据或 DCCH 数据。

BCH 由三个单独的信道来定义,每个信道连接到各个帧的 TS 0 上。图 10.8 表明 BCH 是如何分配帧的。三种类型的 BCH 如下:

(a) **广播控制信道**(BCCH)——BCCH 是一个前向控制信道,用于广播诸如小区和网络识别、小区运行特征(当前控制信道结构、信道利用率和阻塞)等一些消息。BCCH 还广播当前小区中使用的信道列表。一个控制复帧(每 51 帧中有 4 个)的第 2 帧到第 5 帧包含 BCCH 数据。从图 10.8 中可以注意到 TS 0 在某些特征帧中包含 BCCH 数据,在其他特定帧中包含其他 BCH 信道(FCCH 和 SCH),公共控制信道(CCCH)或空闲帧。

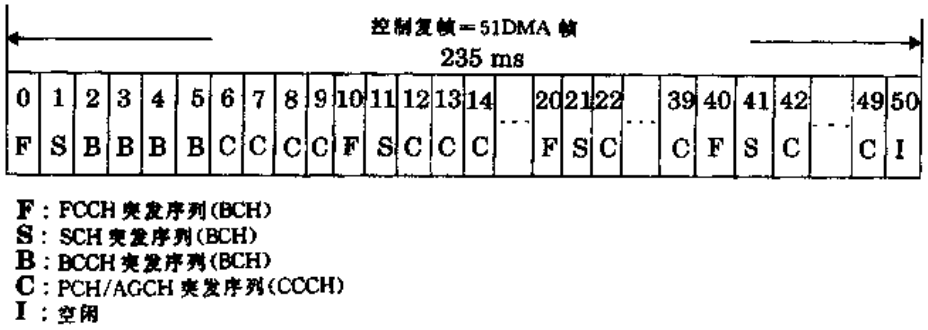
(b) **频率校正信道**(FCCH)——FCCH 是一个特定数据突发序列,占用第一个 GSM 帧的 TS 0,在控制信道复帧中每 10 帧重复一次。FCCH 允许用户将内部频率标准(本振)和基站的精确频率进行同步。

(c) **同步信道**(SCH)——SCH 出现在紧接 FCCH 帧后出现的帧中的 TS 0 内。当允许移动台与基站进行帧同步时,SCH 用来识别服务基站。帧号(FN)随同基站识别码(BSIC)在 SCH 突发序列期间发送,其范围为 0 到 2715647。GSM 系统中,每个 BTS 唯一地分配一个 BSIC。由于移动台可能距离服务基站 30km 远,必须经常调整指定移动用户的定时,使得基站接收到的信号与基站时钟同步。BS 同时也通过 SCH 向移动台发送时间提前命令。在控制信道复帧中每隔 10 个帧,发送一次 SCH,如图 10.8 所示。

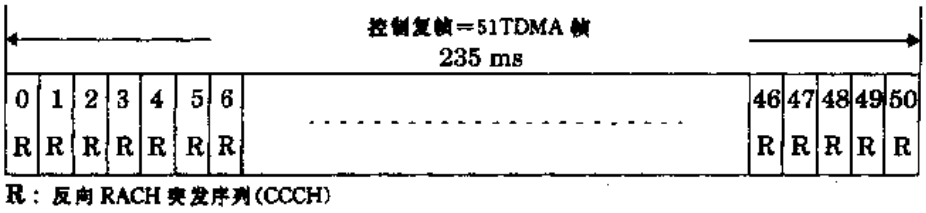
- **公共控制信道(CCCH)**——在广播信道的 ARFCN 上,每个没有被 BCH 或空闲帧使用的 GSM 帧的 TS 0 被公共控制信道所占用。CCCH 包括三个不同的信道:寻呼信道(PCH),它是一个前向链路信道;随机接入信道(RACH),它是一个反向链路信道;接入认可信道(AGCH),它是一个前向链路信道。由图 10.8 可看出,CCCH 是最普遍使用的控制信道,被用于寻呼指定用户、给指定用户分配信令信道、接收移动台的业务要求。这些信道描述如下。

(a) **寻呼信道**(PCH)——PCH 从基站向小区内所有移动台提供寻呼信号,通知指定的移动台接收发自 PSTN 的呼叫。PCH 在 RACH 上发送目标用户的 IMSI,同时要求得到来自移动台

的认可。相反，PCH 也可以用来向所有用户提供小区广播的 ASCII 文本消息，是 GSM 短消息业务特点的一部分。



(a)



(b)

图 10.8 (a)前向链路控制信道复帧；(b)反向链路控制信道复帧

(b) **随机接入信道(RACH)**——RACH 是一个反向链路信道，可用来让用户接收来自 PCH 的寻呼，也可用来使移动台发出一个呼叫。RACH 采用分槽 ALOHA 接入方法。所有移动台必须在 GSM 帧的 TS 0 内要求接入或响应 PCH。在 BTS，每帧(甚至空闲帧)将在 TS 0 内从移动台接收 RACH 的传输。在建立服务时，GSM 基站必须响应 RACH 的传输，这是通过为呼叫中的信令分配一个信道，并安排一个独立专用控制信道(SDCCH)来完成的。这一连接由基站通过 AGCH 来确认。

(c) **接入认可信道**(AGCH)——AGCH 被基站用来向移动台提供前向链路通信，它载有使移动台在特定物理信道(时隙和 ARFCN)中运行的数据。AGCH 是用户在脱离控制信道之前基站发送的最后的 CCCH 消息。基站用 AGCH 来响应在前一 CCCH 帧内移动台发出的 RACH。

- **专用控制信道(DCCH)**——GSM 中有三种类型的专用控制信道，与业务信道一样(见图 10.7)，专用控制信道是双向的。在前向和反向链路中有相同的格式和功能。DCCH 存在于除 BCH ARFCN 的 TS 0 之外的任何时隙内和 ARFCN 上。独立专用控制信道(SDCCH)用于提供用户所要求的信令服务。慢速辅助控制信道(SACCH)和快速辅助控制信道(FACCH)用于通话时移动台和基站之间辅助数据的传输。

(a) **独立专用控制信道**(SDCCH)——SDCCH 载有信令业务数据，这些数据在移动台与基站相连之后，基站分配 TCH 之前。当基站和 MSC 确认用户且为移动台分配资源时，SDCCH 保证移动台和基站保持联系。SDCCH 可被认为是一个中间的、暂时信道，用来接收来自 BCH 新完成的呼叫。当等待基站分配 TCH 信道时，它还保持业务。当移动台取得帧同步并等待 TCH 时，SDCCH 用来发送认证和告警信息。如果对 BCH 或 CCCH 业务要求较低时，SDCCH 可安排自己的物理信道或占有 BCH 的 TS 0。

(b) **慢速辅助控制信道**(SACCH)——SACCH 总是与业务信道或 SDCCH 相关联，并映射在

相同的物理信道上。因此，每个 ARFCN 对它当前所有的用户载有 SACCH 数据。与 USDC 标准一样，SACCH 载有 MS 和 BTS 中间的一般信息。在前向链路上，SACCH 被用来向移动台发送慢速的但是规则变化的控制信息，例如，ARFCN 上每个用户的传输功率级指令和特定定时提前量指令。反向 SACCH 载有接收信号长度、TCH 的质量，以及邻近小区的 BCH 测量结果等一些信息。在每个语音复帧/专用控制信道复帧中(见图 10.7)的第 13 帧期间发送 SACCH(当采用半速率业务时是在第 26 帧)。在这些帧中，8 个时隙都被专门用来向 8 个全速率用户提供 SACCH 数据(半速率时为 16 个用户)。

(c) **快速辅助控制信道**(FACCH)——FACCH 载有紧急信息，本质上包含有与 SDCCH 相同类型的信息。当没有为某特定用户指定一个 SDCCH，而且有紧急信息(例如切换要求)时，就需指定 FACCH。FACCH 以"偷"帧的方式从分配给它的业务信道接入到时隙中。这一点是通过在一个 TCH 前向信道突发序列中设定两个名为"偷"帧比特的特殊比特数来完成的。如果设定了"偷"帧比特，时隙内就包含有该帧的 FACCH 数据而不是 TCH 数据。

10.3.5 GSM 的一个呼叫实例

为了理解各种业务信道和控制信道是如何使用的，我们考虑 GSM 系统中移动台发出呼叫的情况。首先，用户在监测 BCH 时，必须与相近的基站取得同步。通过接收 FCCH、SCH、BCCH 信息，用户将被锁定到系统及适当的 BCH 上。为了发出呼叫，用户首先要拨号，并按压 GSM 手机上的发射按钮。移动台用它锁定的基站的 ARFCN 来发射 RACH 数据突发序列。然后，基站以 CCCH 上的 AGCH 信息来响应，CCCH 为移动台指定一个新的信道进行 SDCCH 连接。正在监测 BCH 中 TS 0 的用户，将从 AGCH 接收到它的 ARFCN 和 TS 安排，并立即转到新的 ARFCN 和 TS 上，这一新的 ARFCN 和 TS 分配就是 SDCCH(不是 TCH)。一旦转接到 SDCCH，用户首先等待传给它的 SACCH 帧(等待最大持续 26 帧或 120ms，如图 10.7 所示)，该帧告知移动台要求的定时提前量和发射器功率。基站根据移动台以前的 RACH 传输数据能够决定出合适的定时提前量和功率级，并且通过 SACCH 发送适当的数据供移动台处理。在接收和处理完 SACCH 中的定时提前量信息后，用户能够发送正常的、话音业务所要求的突发序列消息。当 PSTN 从拨号端连接到 MSC，且 MSC 将话音路径接入服务基站时，SDCCH 检查用户的合法性及有效性，随后在移动台和基站之间发送信息。几秒钟后，基站经由 SDCCH 告知移动台重新转向一个为 TCH 安排的 ARFCN 和 TS。一旦再次接到 TCH，语音信号就在前向和反向链路上传送，呼叫成功建立，SDCCH 被清空。

当从 PSTN 发出呼叫时，其过程与上述过程类似。基站在 BCH 适当帧内的 TS 0 期间，广播一个 PCH 消息。锁定于相同 ARFCN 上的移动台检测对它的寻呼，并回复一个 RACH 消息，以确认接收到寻呼。当网络和服务基站连接后，基站采用 CCCH 上的 AGCH 将移动台分配到一个新的物理信道，以便连接 SDCCH 和 SACCH。一旦用户在 SDCCH 上建立了定时提前量并获准确认后，基站就在 SDCCH 上重新分配物理信道，同时也确立了 TCH 的分配。

10.3.6 GSM 帧结构

每一个用户在分配给它的时隙内传输突发数据。正如 GSM 所规定的，这些数据突发序列具有五种规定格式中的一种[Hod90]。图 10.9 表明不同控制和业务突变的五种数据突发序列类型。正常突变用于前向和反向链路的 TCH 及 DCCH 传输。在特定帧的 TS 0(见图10.8(a))，

FCCH 和 SCH 突发序列用来广播前向链路上的频率和时间同步控制消息。RACH 突发序列被所有移动台用来接收来自任何基站的服务，而伪突发序列用作前向链路上未使用时隙的填充信息。

图 10.10 表明了正常突发序列的数据结构，它包括以速率 270.833333kbps(每个突发序列

正常突发序列

3 个 起始比特	58 个 加密数据比特	26 个 训练比特	58 个 加密数据比特	3 个 停止比特	8.25 个 保护时间比特

FCCH 突发序列

3 个 起始比特	142 个固定零比特	3 个 停止比特	8.25 个 保护时间比特

SCH 突发序列

3 个 起始比特	39 个 加密数据比特	64 个 训练比特	39 个 加密数据比特	3 个 停止比特	8.25 个 保护时间比特

RACH 突发序列

8 个 起始比特	41 个 同步比特	36 个 加密数据比特	3 个 停止比特	68.25 个 扩展保护时间比特

伪突发序列

3 个 起始比特	58 个 混合比特	26 个 训练比特	58 个 混合比特	3 个 停止比特	8.25 个 保护时间比特

图 10.9 GSM 中时隙时间突发序列

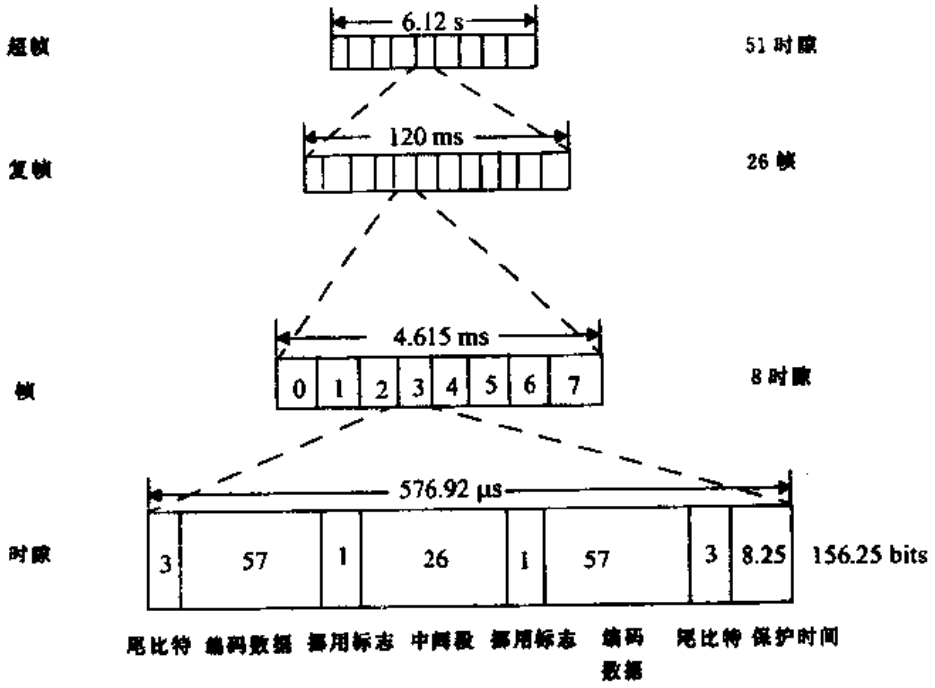


图 10.10 GSM 帧结构

末端不使用 8.25 个保护时间比特)传输的 148 比特。在每个时隙的 148 个比特中,有 114 比特为信息承载比特,它们以接近突发序列始端和末端的两个 57 比特序列来传输。中间段由 26 比特的训练序列构成,这些序列允许移动台或基站接收器的自适应均衡器在对用户数据解码之前先分析无线信道特征。在中间段的两端都有称作"偷"帧标志的控制比特。这两个标志用来区分在同一物理信道上时隙中包含的是话音(TCH)数据还是控制(FACCH)数据。在一帧中,每个 GSM 用户单元用一个时隙来传输,一个时隙来接收,并且可能用 6 个空闲时隙来检测自己及相邻 5 个基站的信号强度。

如图 10.10 所示,每一 TDMA 帧有 8 个时隙,帧长为 4.615ms。一帧包括 8 × 156.25 = 1250bit,尽管有些比特并未用到。帧速率为 270.833kbps/1250bit/帧,或每秒 216.66 帧。第 13 或第 26 帧并不用于业务数据,而是用于控制数据。每一个标准话音帧集合形成复帧,进而集合又形成超帧和巨帧(图 10.10 中没有示出巨帧)。一个复帧包含 26 个 TDMA 帧,而一个巨包含 51 个复帧,1326 个 TDMA 帧。一个巨帧包含 2048 个超帧,2715648 个 TDMA 帧。一个完整的巨帧每 3 小时 28 分 54 秒发射一次,这对 GSM 来说是很重要的,因为加密算法是在精确帧数的基础上进行的,而且只有使用巨帧提供的大帧数才能保证充分的保密。

图 10.8 表明,与业务/专用控制信道复帧相比,控制复帧包含有 51 帧(235.365ms),而前者只有 26 帧。这样做的目的是保证任何 GSM 用户(在服务小区或邻近小区内)能够确定地从 PCH 接收到 SCH 和 FCCH 传输数据,无论它们使用何种帧或时隙。

10.3.7 GSM 中的信号处理

图 10.11 给出了 GSM 中从发射端到接收端的所有操作。

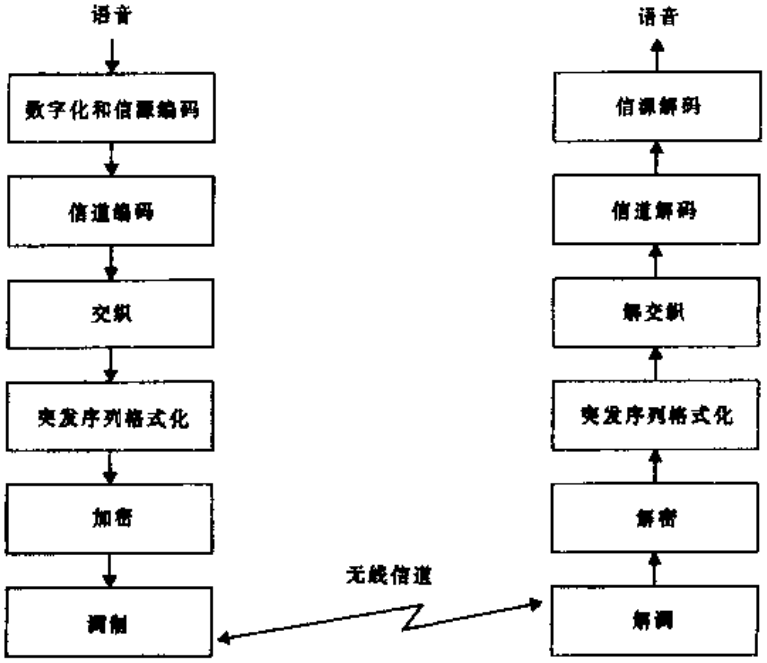


图 10.11 GSM 语音输入到输出的运行过程

语音编码——GSM 语音编码器是基于余值激励线性预测(RELP)的编码器,通过加入一个长时预测器(LTP)来增强它的性能。编码器为每一个 20ms 长的语音块提供 260 个比特,因此

产生的比特率为 13kbps。该语音编码器是在对 20 世纪 80 年代后期的各类候选编码器进行广泛的主观评价后选出来的。在技术规范中包含了半速率编码器的条款。

GSM 语音编码器利用了平时谈话中的一个实际情况：每个人的讲话时间不足 40%。GSM 在语音编码器中加入一个语音激活检测器(VAD)，使得 GSM 以断续传输模式(DTX)来运行。该模式能延长用户电池寿命，并能减少瞬时无线接口，因为在静默期间，GSM 是不被激活的。在接收末端，补偿噪声子系统(CNS)引入一个背景噪声来补偿由于 DTX 而产生的不舒适静音。

TCH/FS、SACCH 和 FACCH 信道编码——语音编码器的输出比特，根据对语音质量贡献的程序，按顺序分组，以利于差错保护。一帧总共 260 比特，其中最重要的 50 比特(称作 Ia 比特)中加入三个奇偶校验(CRC)比特。这样有利于接收端的非纠错检测。紧接着的 132 比特重新排序，并在其后附加 4 个零尾比特，产生一个 189 比特的数据块。该数据然后用比率为 1/2，约束长度 $K=5$ 的卷积编码器进行差错保护编码，产生一个 378 比特的序列。剩下不很重要的 78 比特没有加任何差错保护，与已有的序列相连形成 20ms 帧内 456 比特的数据块，差错保护编码方案将 GSM 话音信号总的数据速率增加到 22.8kbps。图 10.12 描述了差错保护方案。

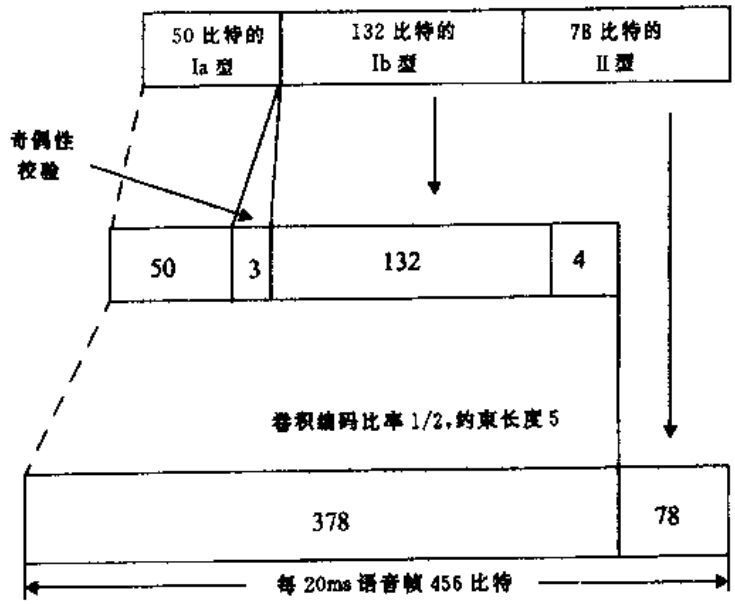


图 10.12　GSM 中语音信号的差错保护

数据信道编码——GSM 全速率数据信道(TCH/F9.6)编码的基本点是：每 5ms 间隔处理 60 比特用户数据，这是按照修订的 CCITT V.110 标准进行的。如 Stalling [Ste92]所述(见第 8 章)，240 个用户比特再加上 4 个尾比特，然后作用于约束长度 $K=5$ 的半速率卷积压缩编码器。所得到的 488 个编码比特压缩减少至 456 个编码数据比特(32 比特不传送)，这些数据分成 4 个 114 比特的突发序列，以交织的方式用到连续的时隙中。

控制信道编码——GSM 控制信息消息被确定为 184 比特长，用截短二进制循环 Fire 码进行编码，然后通过半速率卷积编码器。

Fire 码的生成多项式是：

$$G_5(x) = (x^{23} + 1)(x^{17} + x^3 + 1) = x^{40} + x^{26} + x^{23} + x^{17} + x^3 + 1$$

该多项式产生 184 个消息比特，后面跟有 40 个奇偶检验比特。为清空随后的卷积编码器，再加上 4 个尾比特，这样产生一个 228 比特的数据块。该数据块作用于 $K = 5$ 的半速卷积编码，其产生多项式是 $G_0(x) = 1 + x^3 + x^4$和 $G_1(x) = 1 + x + x^3 + x^4$。所得到的 456 个编码比特在 8 个连续帧上交织，方式与 TCH 话音数据相同。

交织——为了使接收数据的突变衰落影响最小，每 20ms 话音帧或控制信息帧中的 456 个编码比特被分为 8 个 57 比特的子块。这 8 个子块构成单一的话音帧被分布到 8 个连续的 TCH 时隙中。如果由于干扰或衰落使突发序列丢失，信道编码保证有足够的比特被正确的接收用来纠错。每个 TCH 时隙载有来自两个不同的 20ms (456bit)话音(或控制)段的两个 57 比特数据块。图 10.13 正确显示了话音帧是如何在时隙中对角交织的。注意 TS 0 包含有来自第 n 个话音编码帧(图中以"a"表示)的第 0 个子块的 57 比特数据，和来自第(n - 1)个话音编码帧(图中以"b"表示)的第 4 个子块的 57 比特编码帧。

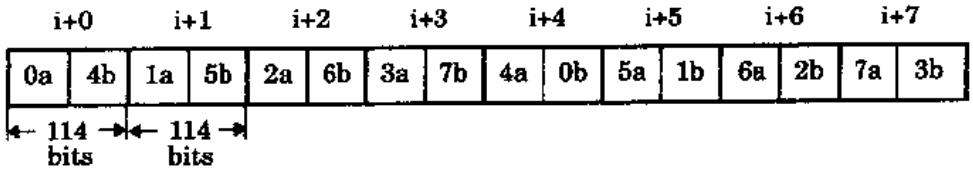


图 10.13　TCH/SACCH/FACCH 数据的对角交织。8 个语音子块被分布到特定时隙号的 8 个连续 TCH 时隙上

加密——加密方法通过使用保密技术改变了 8 个交织块的内容，而该技术仅有特定移动台和基站收发信台知道。由于加密算法在呼叫之间是变化的，所以更增强了安全性。两种加密算法分别用于防止未认可网络接入或保护无线传输的私密性。这两种算法称作 A3 和 A5。其中 A3 算法通过识别用户 SIM 中的口令字和 MSC 处的密钥来确认每个移动台。A5 算法为每个时隙发送的 114 个编码数据比特提供扰频，以确保安全。

突发序列格式——突发序列格式将二进制数据加到加密块中，以便提供接收信号的同步和均衡。

调制——GSM 所用的调制方式是 0.3 GSMK。其中 0.3 表示高斯脉冲成形滤波器的 3dB 带宽比特周期乘积(即 $BT = 0.3$)。GSMK 是一种特殊类型的数字 FM 调制。在 GSM 中，通过使 RF 载波偏移 ±67.708kHz 来表示二进制中的"1"和"0"。GSM 信道速率为 270.833333kbps，正好是 RF 频移的 4 倍。这样使得调制频谱所占的频带最小，因此增加了信道容量。MSK 调制信号通过高斯滤波器后平滑快速的频率变化，否则将会使频谱扩展到相邻信道。

跳频——正常条件下，属于特定物理信道的每个数据突发序列都是用不同的载频来发送的。然而，如果特定小区内的用户遇到多径问题，该小区就被网络操作者确定为"跳频小区"，在这种情况下，就采用慢跳频来抵消多径或其他干扰的影响。跳频是一帧一帧进行的，因此发生跳频的最大速率为 217.6 跳/秒，而在跳频序列重复之前，最多只有 64 个信道可用。跳频完全由业务提供者指定。

均衡——均衡是在接收端，通过每一时隙中间段所发送的训练序列来实现的。GSM 没有

指定均衡器的类型,而是由制造商确定。

解调——前向信道发送信号中,特定用户感兴趣的部分由所分配的 TS 和 ARFCN 来确定。适当的 TS 在突发序列格式提供的同步数据的协助下得到解调。解调后,二进制信息依次被解密、解交织、信道解码及话音解码。

10.4 CDMA 数字蜂窝标准(IS-95)

如第 8 章所述,码分多址(CDMA)比 TDMA 和 FDMA 具有一些优越性[Gil91]。美国通信工业协会(TIA)颁布了基于 CDMA 的可提高系统容量的美国数字蜂窝系统[TIA93],即 IS-95 系统。IS-95 系统与 IS-54 一样,与现存的美国模拟蜂窝系统(AMPS)的频带兼容。因此,可以较经济地生产出用于双模式运行的移动台和基站。1994 年,Qualcomm 公司首先生产出了 CDMA/AMPS 双模式电话。

IS-95 是一种直接序列扩频 CDMA 系统,它允许同一小区内的用户使用相同的无线信道,邻近小区内的用户也可使用相同的无线信道。CDMA 完全取消了对频率规划的要求。为了利于从 AMPS 向 CDMA 的过渡,每个 IS-95 信道在每个单向链路上占有 1.25MHz 的频谱宽度,也就是美国蜂窝提供者所得频谱的 10%(美国蜂窝系统是 25MHz,每个业务提供者接受一半的频谱,即 12.5MHz)。实际上,AMPS 载波必须提供一个 270kHz 的保护带(典型 AMPS 信道是 9)。IS-95 完全兼容第 9 章所述的 IS-41 网络标准。

与其他蜂窝标准不同的是,根据话音激活和系统网络要求,IS-95 的用户数据速率(不是信道码片速率)要实时的改变。而且,IS-95 的前向链路和反向链路采用不同的调制和扩频技术。在前向链路上,基站通过采用不同的扩频序列同时发送小区内全部用户的用户数据,同时还要发送一个导频码,使得所有移动台在估计信道条件时,可以使用相干载波检测。在反向链路上,所有移动台以异步方式响应,并且由于基站的功率控制,理想情况下,每个移动台具有相同的信号电平值。

IS-95 系统采用的话音编码器是 Qualcomm 公司的 9600bps 码激励线性预测编码器(QCELP),该编码器检测话音激活,并在静默期间将数据速率降至 1200bps。中间数据速率 2400、4800 和 9600bps 也用于特定情况。如第 7 章和 10.4.4 节所述,Qualcomm 公司于 1995 年推出了 14400bps 编码器,该编码器使用 13.4kbps 的话音数据(QCELP13)。

10.4.1 频率和信道规范

IS-95 为反向链路运行指定的频段是 824 ~ 849MHz,为前向链路指定的是 869 ~ 894MHz。一对前向、反向信道相隔 45MHz。许多用户共享同一公共信道来传送。最大用户数据速率为 9.6kbps。IS-95 中的用户数据通过各种技术被扩展到码片(chip)速率为 1.2288Mchip/s(Mcps)的信道上(总扩频因子为 128)。前向链路和反向链路的扩频过程是不同的。在前向链路中,用户数据用 1/2 比率卷积码进行编码,然后交织,最后通过 64 个正交扩频序列(沃尔什函数)之一来扩频。给定小区中的每个移动台都分配有一个不同的扩频序列,使得不同用户的信号至少在没有多径干扰情况下能完全分开。为了减小不同小区中使用相同扩频序列的用户间的干扰,为了提供所要求的宽带频谱特性(并不是所有沃尔什函数都产生宽带功率谱),特定小区内的所有信号用一个码片长度为 2^{15} 的伪随机序列来进行扰频。

由于同一小区内所有前向信道用户的信号同步地进行扰频，所以它们之间仍然保持正交性。在前向链路上提供一个导频信道(码)，以使得同一小区内的每一用户在利用相干检测时能确立并响应信道特性。导频信道的发射功率要高于用户信道功率。

在反向链路中，采用了不同的扩频方法，因为每个接收信号是经由不同的传播路径到达基站的。反向信道用户数据流首先用 1/3 比率的卷积码进行编码，经过交织后，每个编码符号块被映射给一个正交沃尔什函数，产生 64 列正交信号。最后，分别通过码片周期为 $2^{42}-1$ 的用户特定码和码片周期为 2^{15} 的基站特定码，将 307.2kchip/s 的数据流扩展得到 4 倍的扩展流，即速率为 1.2288Mchip/s。采用 1/3 比率卷积编码和沃尔什函数映射所产生的抗干扰能力要比传统的重复扩频编码方式的抗干扰能力强。由于非相干检测和基站处接收到的小区内干扰等原因，这种抗干扰力的增强对反向链路是很重要的。

反向链路的另一个根本内容是对一个用户的传输功率进行严格控制，以避免由于接收用户功率的不同而引起的“远近效应”。链路中采用开环与快速闭环相接合的功率控制方式来调整小区中用户的发射功率，以使得基站所接收的信号具有相同的功率。闭环功率控制命令以 800bps 的速率发送，而这些比特是从话音帧中“偷”取得到的。如果没有快速功率控制，由于衰落引起的功率快速变化将使系统中所有用户的性能降低。

在基站和用户端，都采用 RAKE 接收机解决多径问题，减少衰减程度。第 6 章论述过，RAKE 接收机利用了信道中的多径时延，将所传输信号的延时信号联合起来去改善链路质量。IS-95 中，在基站处使用了三分支 RAKE 接收机。IS-95 结构也为基站在软切换期间提供了分集，在两小区间移动的移动台与此两小区都保持联系。移动台接收机将来自两个基站的信号组合起来，方法与组合不同多径信号相同。

10.4.2 前向 CDMA 信道

前向 CDMA 信道包括 1 个导频信道、1 个同步信道、7 个寻呼信道和 63 个前向业务信道[Li93]。导频信道允许移动台获得前向 CDMA 捕获定时，为相干解调提供一个参考相位，还为每个移动台提供基站间寻呼强度的比较方式，以确定何时切换。同步信道向移动台广播同步消息，工作速率为 1200bps。寻呼信道用来从基站向移动台发送控制信息和移动信息，工作速率为 9600、4800 和 2400bps。前向业务信道所支持的各种用户速率为 9600、4800、2400 和 1200bps。

图 10.14 描述了前向业务信道的调制过程[EIA90]。前向业务信道上的数据被分成 20ms 的帧。用户数据首先进行卷积编码，接着根据实际的用户数据速率格式化和交织，然后用一个沃尔什码和一个速率为 1.2288Mcps 的长 PN 序列来扩展信号。表 10.4 列出了前向业务信道调制参数。

发送器所使用的语音数据速率的可变范围是 1200bps ~ 9600bps。

10.4.2.1 卷积编码器和重复电路

话音用户数据用一个约束长度为 9 的半速率卷积编码器进行编码。编码过程可由生成器矢量 G_0 和 G_1 来说明，G_0 和 G_1 分别是 753(八进制)和 561(八进制)。

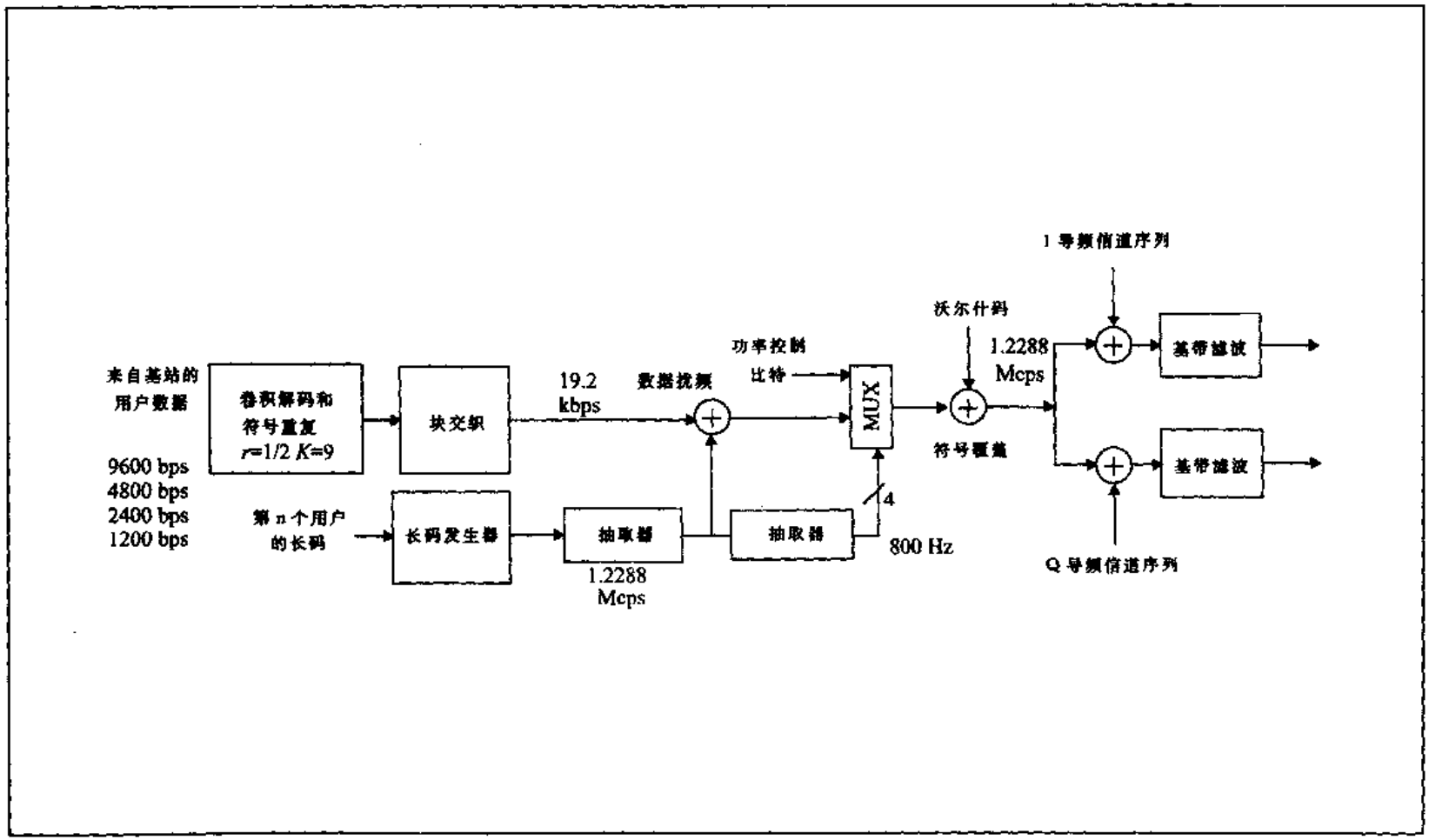


图 10.14　前向 CDMA 信道调制过程

表 10.4 IS-95 前向业务信道调制参数

（不包括新的 13.4kbps 编码器）

参　数	数 据 速 率(bps)			
用户数据速率	9600	4800	2400	1200
编码速率	1/2	1/2	1/2	1/2
用户数据重复周期	1	2	4	8
基带编码数据速率	19200	19200	19200	19200
PN 码片/编码数据比特	64	64	64	64
PN 码片速率(Mcps)	1.2288	1.2288	1.2288	1.2288
每比特 PN 码片数	128	256	512	1024

话音编码器利用了话音中的暂停和间隔，在静默期间将速率从 9600bps 降到 1200bps。为保证 19.2kbps 的基带符号速率，当用户速率少于 9600bps 时，从卷积编码器产生的符号在块交织前要重复。如果消息速率为 4800bps，每个符号要重复一次。如果消息速率为 2400bps 或 1200bps，每个符号分别重复 3 次或 7 次。重复使得对任何可能的数据速率都会产生一个每秒 19200 个符号的编码速率。

10.4.2.2 块交织

卷积编码和重复之后，编码符号被发送到 20ms 长的块交织中，其结构是 24 × 16 阵列。

10.4.2.3 长 PN 序列

前向信道中，用直接序列进行扰频。每个用户分到一个特有的长 PN 序列，该序列是码元周期为 $2^{42}-1$ 的周期长码。

该码由下述特征多项式来确定[TIA93]。

$$P(x) = x^{42} + x^{35} + x^{33} + x^{31} + x^{27} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{21} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{10} + x^{7} + x^{6} + x^{5} + x^{3} + x^{2} + x^{1} + 1$$

通过 42 比特的序列发生器状态矢量和 42 比特的掩码进行模 2 内积来产生 PN 长码。发生器的初始状态确定如下：二进制表征码的最高有效位是“1”，其余是“0”。而发生器在连续 41 个“0”之后变成“1”。

在长码发生器中使用了两种类型的掩码，一种是用于移动台电子序列号(ESN)的公共掩码，一种是用于移动台识别号(MIN)的专用掩码。所有 CDMA 呼叫都用公共掩码来初始化。在完成认证识别后，转换成专用掩码。公共长码定义如下：M_{41} 到 M_{32} 设置为 1100011000，M_{31} 到 M_0 设置为移动台 ESN 比特的置换。定义置换如下[TIA93]：

$$ESN = (E_{31}, E_{30}, E_{29}, E_{28}, E_{27}, \ldots E_3, E_2, E_1, E_0)$$

置换的 ESN = (E_0, E_{31}, E_{22}, E_{13}, E_4, E_{26}, E_{17}, E_8, E_{30}, E_{21}, E_{12}, E_3,
E_{25}, E_{16}, E_7, E_{29}, E_{20}, E_{11}, E_2, E_{24}, E_{15}, E_6, E_{28}, E_{19},
E_{10}, E_1, E_{23}, E_{14}, E_5, E_{27}, E_{18}, E_9)

专用掩码的 M_{41}和 M_{40}设定为"01", M_{39}到 M_0 由专用程序来确定。图 10.15 为掩码的格式。

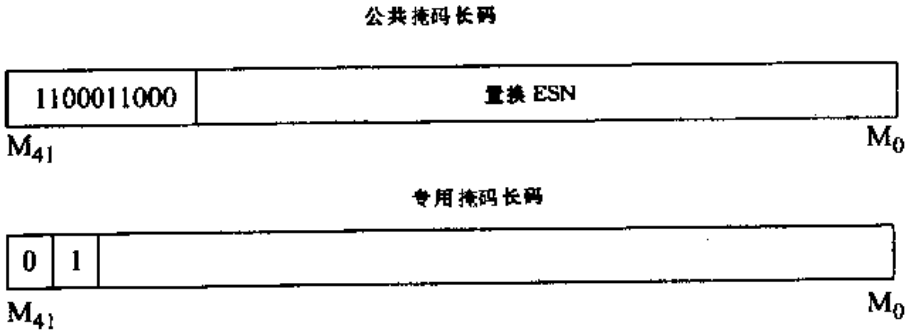


图 10.15 IS-95 的长码屏蔽格式

10.4.2.4 数据扰码

数据扰码是在块交织器后完成的。1.2288MHz 的 PN 序列通过一个抽取器。该抽取器仅保留 64 个连续码片中的第一个码片。从抽取器出来的符号速率是 19.2kbps。块交织器的输出序列和图 10.14 所示的抽取器输出符号进行模 2 加,完成数据扰码。

10.4.2.5 功率控制子信道

为减少每个用户的误比特率,IS-95 力求使每个用户的功率在到达基站接收器时是一样的。基站反向业务信道接收器估计并响应特定移动台的信号强度(实际上是信号强度和干扰)。因为信号和干扰都是连续变化的,基站每 1.25ms 更新一次功率控制。功率控制命令是在功率控制子信道上发送给用户的,该命令使移动台以 1dB 的步长来提高或降低自己的发射功率。如果接收信号功率较低,则通过功率控制子信道发送一个"0",命令移动台提高自己的平均输出功率。如果移动台功率较高,则发送一个"1"来命令移动台降低自己的功率。功率控制比特对应于前向业务信道上的两个调制符号。图 10.16 显示了数据扰码后加入功率控制比特。

功率控制比特采用插入技术来传送[TIA93]。在 1.25ms 周期内,发送 24 个数据符号。IS-95 为功率控制比特指定了 16 个可能的功率控制群位置,每个位置对应于前 16 个调制符号中的一个。1.25ms 周期内,从长码抽取器来的 24 个比特用于数据扰码,而仅最后 4 个比特用来确定功率控制比特的位置。在图 10.16 所示的例子中,最后 4 比特是"1011"(十进制的 11),功率控制比特开始于位置 11。

10.4.2.6 正交覆盖

在前向链路上,数据扰码之后完成正交覆盖。每个在前向CDMA信道上传送的业务信道数据用一个码元速率为1.2288Mcps的沃尔什函数来扩频。沃尔什函数由64个二进序列组成,每个序列长度为64。这些序列相互正交,并为前向链路上的所有用户提供正交信道。一

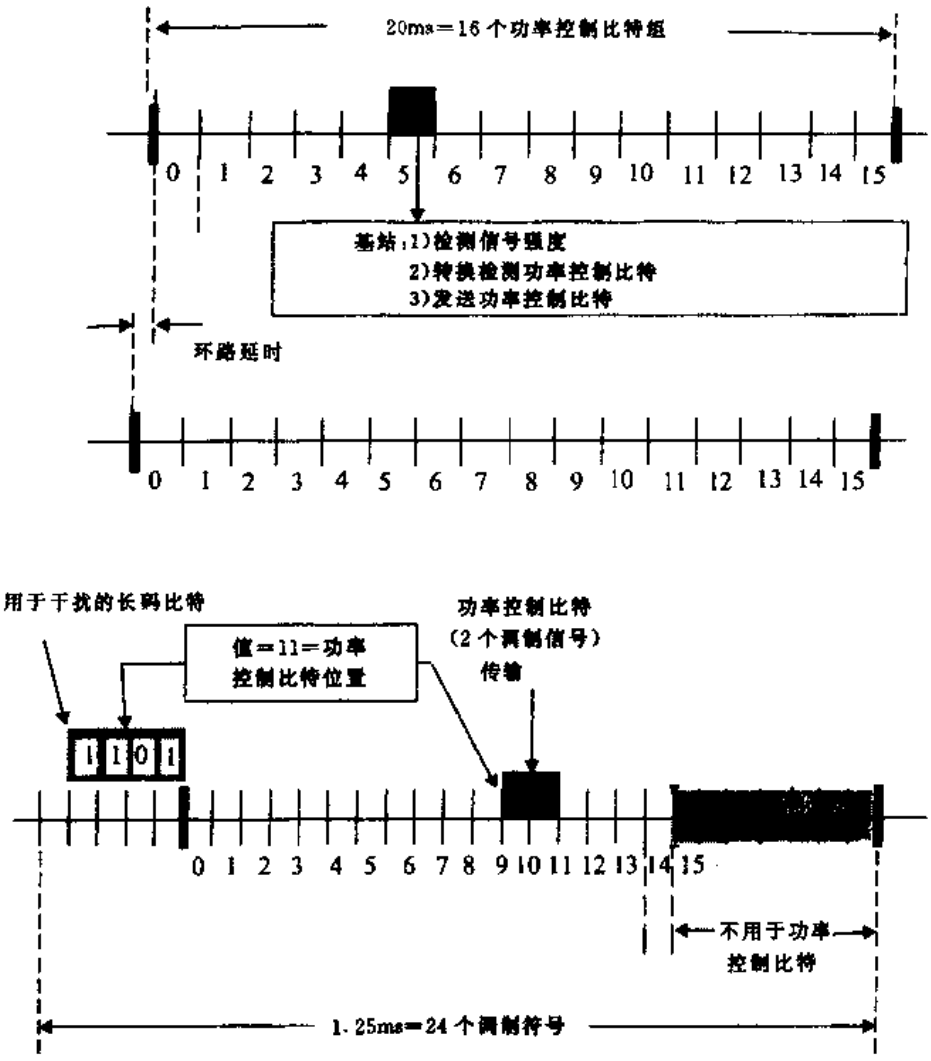


图 10.16　IS-95 前向业务信道功率控制比特位的随机化

个用户若是用沃尔什函数 n 来扩频，则分配给它的信道号为 n（n 从 0 到 63）。沃尔什序列每 52.083μs 重复一次，相当于一个编码数据符号的时间间隔。换句话说，就是一个数据符用 64 个沃尔什码片来扩频。

64×64 沃尔什函数矩阵（也叫 Hadamard 矩阵）由下列递推过程产生。

$$H_1 = 0 \qquad H_2 = \begin{matrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix}$$

$$H_2 = \begin{matrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{matrix} \qquad H_{2N} = \begin{matrix} H_N & H_N \\ H_N & \overline{H}_N \end{matrix} \quad \text{其中 } N \text{ 是 2 的幂}$$

64×64 沃尔什函数矩阵中，每一行对应一个信道号。对于信道 n，发射器中的符号由矩阵第 n 行的 64 个沃尔什码片来扩频。信道 0 总是被指定给导频信道。因为信号 0 代表沃尔什码 0，其元素全为 0，所以导频信道只是一个“空白”沃尔什码，仅由正交 PN 序列组成。同步信道对 IS-95 系统来说是十分重要的，所分配的信道号为 32。如果存在寻呼信道，则分配给它们

最低的信道号,所余下的信道都是前向业务信道。

10.4.2.7 正交调制

在正交覆盖完成后,符号要进行正交扩频,如图 10.14 所示。采用码片周期为 $2^{15}-1$ 的短二进制扩频序列来进行调制,同时也方便在移动台接收器处完成捕获和同步。这个短扩频序列称为导频 PN 序列,它是基于下列特征多项式的:

对于同相(I)调制有:

$$P_I(x) = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1$$

对于正交(Q)调制有:

$$P_Q(x) = x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$$

在特征多项式基础上,导频 PN 序列 $i(n)$和 $q(n)$由下列线性递推来产生:

$$i(n) = i(n-15) \oplus i(n-10) \oplus i(n-8) \oplus i(n-7) \oplus i(n-6) \oplus i(n-2)$$

和

$$q(n) = q(n-15) \oplus q(n-13) \oplus q(n-11) \oplus q(n-10) \oplus q(n-9) \oplus q(n-5) \oplus q(n-4) \oplus q(n-3)$$

其中同相 PN 码和正交 PN 码是分别使用的,⊕代表 2 加。在相连的 14 个"0"后插入一个"0",便产生一个长为 2^{15}的导频 PN 序列。I 和 Q 导频 PN 序列的初始状态为:第 1 个输出量为"1",接着是 13 个连续的"0"。导频 PN 序列的码片速率为 1.2288Mcps。根据表 10.5,正交扩频的二进制 I 和 Q 输出映射成相位。

表 10.5 前向 CDMA 信道和 Q 映射

I	Q	相位
0	0	$\pi/4$
1	0	$3\pi/4$
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$-\pi/4$

10.4.3 反向 CDMA 信道

图 10.17 给出了反向业务信道的调制过程。反向信道上的用户数据被分成 20ms 长的帧。反向信道上的所有传输数据在传输之前要经过卷积编码、块交织、64 阶正交调制和扩频。表 10.6 给出了反向业务信道的调制参数[EIA92]。反向信道中,话音或用户数据速率可以是 9600bps、4800bps、2400bps 或 1200bps。

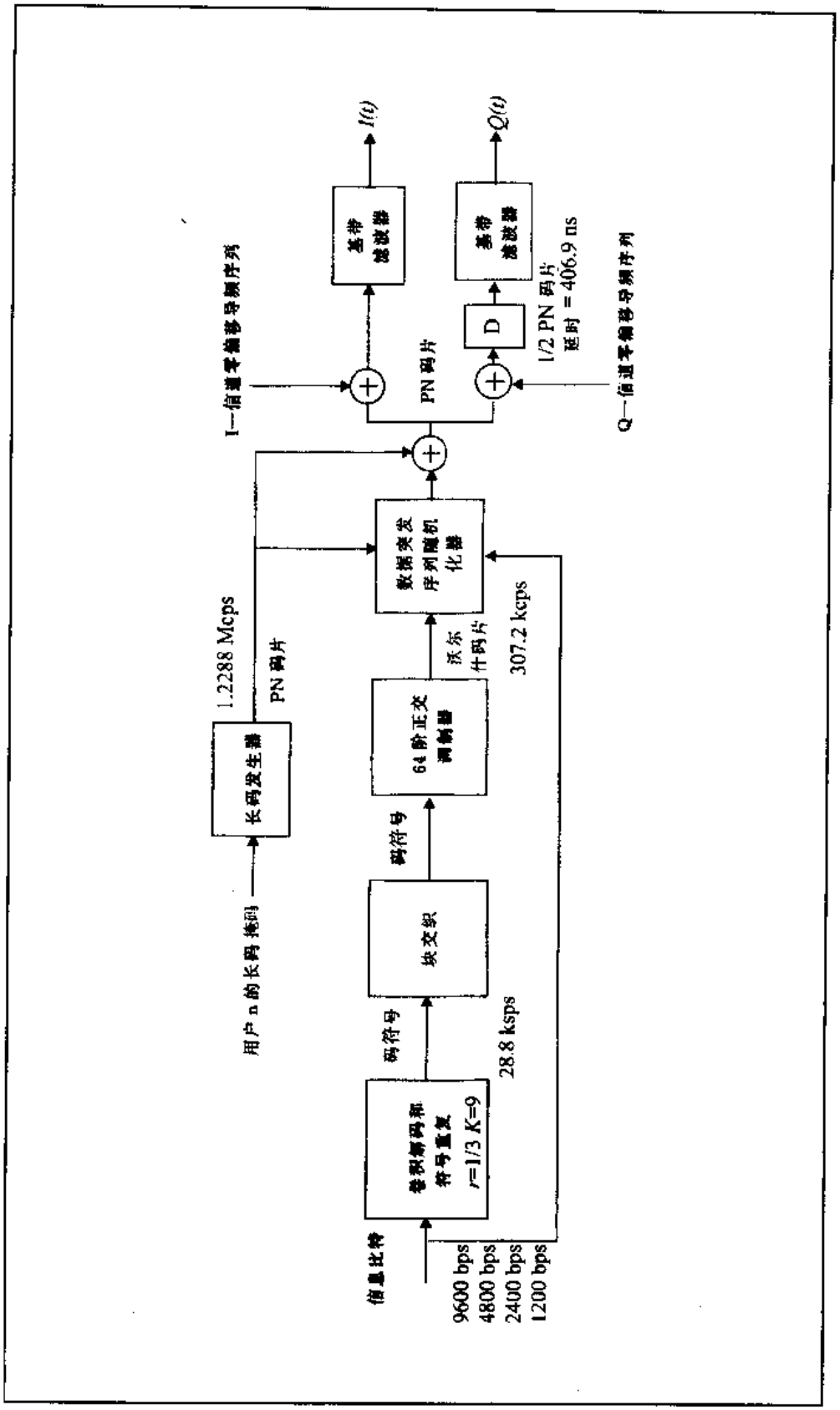


图 10.17　单一用户反向业务信道的调制过程

表 10.6 反向业务信道调制参数

(不包括新的 13.4kbps 的编码器)

参 数	数据速率(bps)			
用户数据速率	9600	4800	2400	1200
编码速率	1/3	1/3	1/3	1/3
发射占用周期(%)	100.0	50.0	25.0	12.5
编码数据速率(sps)	28800	28800	28800	28800
每个沃尔什符号比特数	6	6	6	6
沃尔什符号速率	4800	4800	4800	4800
沃尔什码片速率(kcps)	307.2	307.2	307.2	307.2
沃尔什符号持续时间(μs)	208.33	208.33	208.33	208.33
PN 码片/编码符号	42.67	42.67	42.67	42.67
PN 码片/沃尔什符号	256	256	256	256
PN 码片/沃尔什码片	4	4	4	4
PN 码片速率(Mcps)	1.2288	1.2288	1.2288	1.2288

反向 CDMA 信道由接入信道(AC)和反向业务信道(RTC)组成。这两种信道共享相同的频率段,且每个业务/接入信道由特定的用户长码来识别。移动台通过接入信道来初始化与基站之间的通信,并响应寻呼信道信息。接入信道是一个随机信道,每个信道用户由它们的长码来唯一的确认。反向 CDMA 信道中,每个被支持的寻呼信道最多包含 32 个接入信道。当 RTC 以可变速率工作时,AC 以 4800bps 的固定速率工作。

10.4.3.1 卷积编码和符号重复

反向业务信道中使用的卷积编码器比率为 1/3,约束长度为 9。三个发生器矢量 g_0、g_1、g_2 分别是 557(八进制)、663(八进制)、771(八进制)。

当数据速率少于 9600bps 时,卷积编码得到的编码比特在交织前要进行符号重复,方法与前向信道的相同。重复后,编码器的输出符号速率为 28800bps。

10.4.3.2 块交织

在卷积编码和重复后,接着完成块交织。块交织器长度为 20ms,是一个 32 行和 18 列的阵列。编码符号以列顺序写入阵列,以行顺序读出。

10.4.3.3 正交调制

反向 CDMA 信道采用 64 阶正交调制,每 6 个编码比特为一组,用 64 个沃尔什函数中的 1 个进行调制,也就是用沃尔什函数内的 64 个码片来调制。根据下面的公式来确定沃尔什函数:

$$\text{沃尔什函数量} = c_0 + 2c_1 + 4c_2 + 8c_3 + 16c_4 + 32c_5$$

其中,c_5 表示用于选择沃尔什函数的 6 个编码符号中的最后比特位,c_0 表示第一个比特位。

沃尔什码片传送速率为 307.2kcps,如公式(10.1)所示:

$$28.8\text{kbps} \times (64\text{ 个沃尔什码片})/(6\text{ 个编码比特}) = 307.2\text{kcps} \quad (10.1)$$

注意,沃尔什函数在前向信道和反向信道中使用目的不同。在前向信道,沃尔什函数代表用于扩频的用户信道,而在反向信道沃尔什函数用于数据调制。

10.4.3.4 变速率数据传输

在反向 CDMA 信道上发送的是变速率数据。当数据速率少于 9600bps 时,码符号的重复引入了冗余量。当在某些时刻关闭发射器时,就用一个随机函数发生器来发送一定的比特。当数据速率为 9600bps 时,所有交织器的输出比特都被发送。当数据速率为 4800bps 时,交织器输出比特的一半被发送,移动台的传送工作时间为 50%,以此类推(见表 10.6)。图 10.18 给出不同数据速率的传输过程[EIA92]。20ms 帧内的数据被分成 16 个功率控制组,每组周期 1.25ms。一些功率控制组选通,而一些则不选通。数据突发随机化器保证了每一个重复的码符号能被正确传输。在非选通过程中,移动台所发送的功率要比邻近选通期间发送的功率至少低 20dB,或者比传输噪声还低,二者谁低就取谁的值。这样就减少了对相同反向 CDMA 信道上其他移动台的干扰。

数据突发随机化器产生一个"0"和"1"的屏蔽模式,它可随机地屏蔽掉由码重复而产生的冗余数据。从长码中取出的 14 比特块决定了屏蔽模式,这 14 个比特是前一帧倒数第二个功率控制组用于扩频的长码的最后 14 个比特,它们表示为:

$$b_0\ b_1\ b_2\ b_3\ b_4\ b_5\ b_6\ b_7\ b_8\ b_9\ b_{10}\ b_{11}\ b_{12}\ b_{13}$$

其中,b_0 表示最高比特位,b_{13}表示最低比特位。数据突发随机化器的算法如下:

- 如果用户数据速率为 9600bps,在所有的 16 个功率控制组上发射。
- 如果用户数据速率为 4800bps,在下列 8 个功率控制组上发射。

 $$b_0, 2+b_1, 4+b_2, 6+b_3, 8+b_4, 10+b_5, 12+b_6, 14+b_7$$

- 如果用户数据速率为 2400bps,在下列 4 个功率控制组上发射。

 1) b_0 若 $b_8=0$ 或 $2+b_1$ 若 $b_8=1$

 2) $4+b_2$ 若 $b_9=0$ 或 $6+b_3$ 若 $b_9=1$

 3) $8+b_4$ 若 $b_{10}=0$ 或 $10+b_5$ 若 $b_{10}=1$

 4) $12+b_6$ 若 $b_{11}=0$ 或 $14+b_7$ 若 $b_{11}=1$

- 如果用户数据速率为 1200bps,在下列 2 个功率控制组上发射。

 1) b_0(若 $b_8=0$ 且 $b_{12}=0$),或 $2+b_1$(若 $b_8=1$ 且 $b_{12}=0$),
 或 $4+b_2$(若 $b_9=0$ 且 $b_{12}=1$),或 $6+b_3$(若 $b_9=1$ 且 $b_{12}=1$)

 2) $8+b_4$(若 $b_{10}=0$ 且 $b_{13}=0$),或 $10+b_5$(若 $b_{10}=1$ 且 $b_{13}=0$),
 或 $12+b_6$(若 $b_{11}=0$ 且 $b_{13}=1$),或 $14+b_7$(若 $b_{11}=1$ 且 $b_{13}=1$)

10.4.3.5 直接序列扩频

反向业务信道由速率为 1.2288Mcps 的长码 PN 序列来扩频。长码的产生已在 10.4.2.3 小节中描述过。每个沃尔什码片由 4 个长码 PN 码片来扩频。

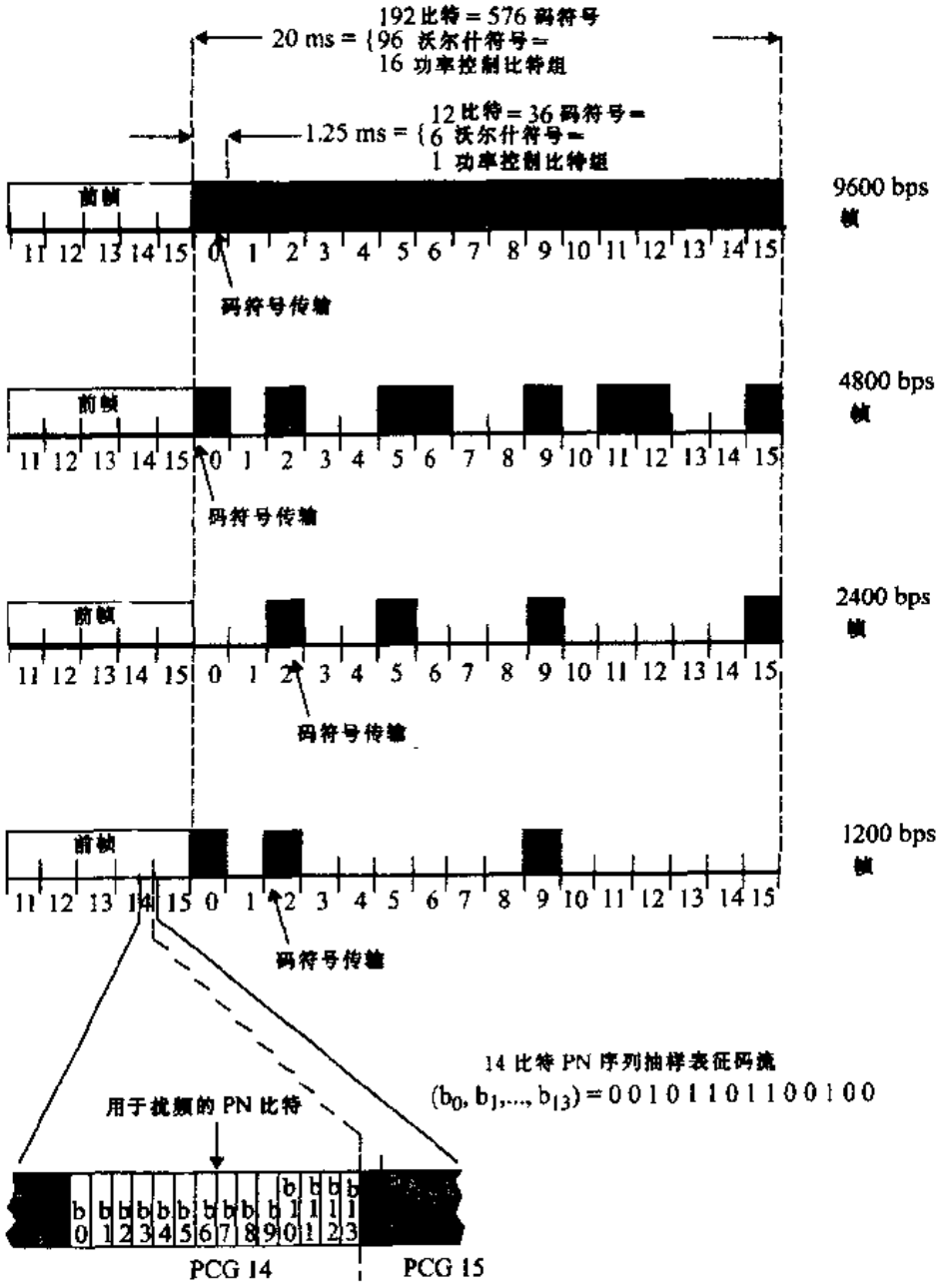


图 10.18　IS-95 反向信道不同数据速率的传输过程

10.4.3.6　正交扩频

在发送前，反向业务信道由 I 和 Q 信道导频 PN 序列来扩频，这些导频 PN 序列与前向 CDMA 信道中使用的相同，它们用于同步目的。反向链路调制是交错正交移相键控(OQPSK)调制。由 Q 导频 PN 序列扩频的数据要比由 I 导频 PN 序列扩频的数据延时码片周期的一半(406.901ns)。这个延时用于改善谱形和同步。根据表 10.5，二进制 I 和 Q 数据被映射成相位。

10.4.4　附加 14.4kbps 语音编码器的 IS-95[ANS95]

为了给高质量语音提供高数据速率编码，IS-95 空中接口结构作出改动以便提供高数据速

率业务。在反向链路上,卷积编码比率由 1/3 变为 1/2。在前向链路上,对用 1/2 比率卷积编码的编码符号流,每 6 个符号去掉 2 个,则编码比率由 1/2 变为 3/4。这些改变使得有效信息速率分别从 9600、4800、2400 和 1200bps 提高到 14400、7200、3600 和 1800bps,而保持其他空中接口结构参数不变。

可变速率语音编码器 QCELP13,被用于这个高数据速率信道。QCELP13 是 QCELP 的修正版本。除了使用高数据速率来改善 LPC 余值的量化外,QCELP13 相对于 QCELP 算法还有其他几种改善,包括频谱量化,语音激活检测,基音预测以及基音滤波的改善。QCELP13 算法可以用几种模式来运行。模式 0 与原来的 QCELP 语音编码器的运行方式相同。QCELP13 对激活语音进行最高数据速率编码,而对静默时进行最低数据速率编码。中间数据速率用于其他不同的语音模式,如静态浊音和清音帧,因此降低了平均语音速率而增大了系统容量。

10.5 无绳电话中的 CT2 标准

CT2 是 1989 年由英国提出的第二代无绳电话标准[Mor89a],是为用于家庭和办公室等环境而设计的通信系统。该系统可提供"telepoint"业务,即允许用户使用 CT2 手机在一个共用无绳电话亭处接入 PSTN。

10.5.1 CT2 业务和功能

CT2 是第一代模拟无绳电话的数字化版本。与模拟无绳电话相比,CT2 能提供高质量的话音,对干扰、噪声和衰落有较强的抑制能力,而且与其他个人电话一样采用带内置天线的手机。数字传输提供了较好的安全性。由于只有在输入个人识别号(PIN)后,呼叫才有可能建立,所以对未经认证的用户手机是无用的。CT2 用户单元中的电池典型通话时间为 3 小时,待机时间为 40 小时。CT2 系统采用动态信道分配,使得在拥挤办公室或城区环境中的系统规划组织的工作量最小。

10.5.2 CT2 标准

CT2 标准规定了固定部分(CFP)和便携部分(CPP)如何通过无线链路进行通信。固定部分(CFP)对应于基站,便携部分对应于用户单元。在欧洲和中国香港,分配给 CT2 的频带是 864.10MHz ~ 868.10MHz。在这个频带范围内,安排了 40 个时分双工(TDD)信道,每个信道的带宽为 100kHz。

CT2 标准规定了三个空中接口信令层和语音编码技术。信令层 1 规定了 TDD 技术、数据复接和链路初始化以及交换方式。信令层 2 规定了数据确认、误差检测及链路维持。信令层 3 规定了连接 CT2 到 PSTN 的协议。表 10.7 总结了 CT2 空中接口规范。

表 10.7 CT2 规范

参　数	规　范
频段	864.15 ~ 868.05MHz
多址方式	FDMA

续表

参　数	规　范
双工类型	TDD
信道数	40
信道间隔	100kHz
信道/载波数	1
调制类型	2 电平 GMSK($BT=0.3$)
峰值频率偏差范围	14.4～25.2kHz
信道数据速率	72kbps
谱效率	50Erlang/km^2/MHz
带宽效率	0.72bps/Hz
语音编码	32kbps ADPCM(G.721)
控制信道(净)速率	1000/2000bps
最大有效发射功率	10mW
功率控制	是
动态信道分配	是
接收机灵敏度	40dBV/m 以上(BER=0.001)
帧长	2ms
信道编码	(63,48)循环码

调制——所有信道采用相位连续的高斯滤波二进制移频键控调制。最常用的滤波器带宽比特周期乘积 $BT=0.3$,峰值频率偏差最大为 25.2kHz。信道传输速率为 72kbps。

语音编码——语音波形用 32kbps 的 ADPCM 来进行编码[Det89]。所用算法符合 CCITT 的标准 G.721。

双工类型——采用时分双工获得双向全双工通信。一个 CT2 帧持续时间为 2ms,在前后链路之间被平等地分成两部分。32kbps 的数字语音以速率 64kbps 传输。用户语音用 1ms 来传送,另 1ms 的间隔用于反向通路,这样就消除了用户单元对频率匹配或双工滤波器的要求。由于每个 CT2 信道支持 72kbps 的数据,余下的 8kbps 用于控制数据(D 子信道)和突发同步序列(SYN 子信道)。根据 CT2 的状态,信道带宽被分配给一个或多个子信道。不同子信道的组合被称为复用,在 CT2 中有三种不同的复用方式(详细内容见[Ste90]、[Pad95])。

10.6　欧洲数字无绳电话(DECT)

DECT系统是由欧洲电信标准协会(ETSI)制定的泛欧数字无绳电话标准[Och89]、[Mul91]。它是第一个泛欧的无绳电话标准,于 1992 年 7 月确定。

10.6.1　功能和特点

DECT 为高用户密度、小范围通信提供了无绳通信的框架,它覆盖了包括应用和环境的一个宽广范围。DECT 对话音和数据应用提供了极高质量的服务[Owe91]。DECT 的主要功能是为专用交换机(PBX)的便携用户提供区域移动性。DECT 标准同时也支持"telepoint"业务。

DECT 是一个开放型标准(OSI),它可以将移动用户连接到广域的固定网络(如 ISDN)或者移动网络(如 GSM)上去。DECT 在几百米的范围内,可以为便携台和固定基站之间提供低功率的无线接入。

10.6.2 DECT 体系

DECT 系统同 ISDN 相类似,是基于开放系统互连(OSI)原则的。控制平面(C 平面)和用户平面(U 平面)使用较低层(即物理层和中间接入控制层(MAC))提供的服务。DECT 能够寻呼多达 6000 个用户而不需要知道这些用户位于哪个小区。DECT 不是一个完全的系统概念,这一点与其他类如 AMPS,GSM 等蜂窝标准不同。它是为无线本地环路或城市区域接入而设计的,但是它可以用于与广域无线系统(如 GSM)相连接[Mul91]。DECT 根据便携台所接收的信号来动态地分配信道,而且特定设计为只在普通速度提供越区切换。

物理层——DECT 采用 FDMA/TDMA/TDD 无线传输方式。在一个 TDMA 时隙中,从十个载频中动态地选择出一个。物理层规范要求信道带宽是信道数据速率(1152kbps)的 1.5 倍,即信道带宽为 1.728MHz。DECT 在每一帧中有 24 个时隙,其中 12 个时隙用于固定台到便携台的通信,另外 12 个时隙用于便携台到固定台的通信。这 24 个时隙组成一个长度为 10ms 的 DECT 帧。在每个时隙中,共有 480 个比特,其中 32 比特用于同步,388 比特用于数据传输,60 比特用于保护时间。DECT TDMA 时隙和帧结构如图 10.19 所示。

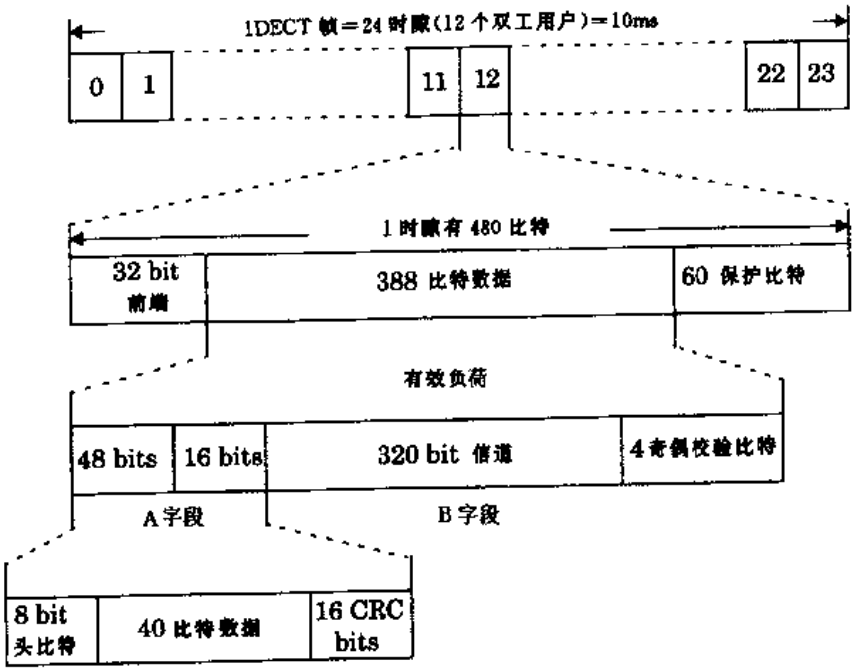


图 10.19 DECT TDMA 帧结构

媒体接入控制层(MAC)——MAC 层包括一个寻呼信道和一个控制信道,用于序列信息到 C 平面的传送。传送用户信息的信道将用户信息传送到 U 平面。用户信息信道的正常比特率是 32kbps。但是 DECT 也支持其他的比特率,例如用于 ISDN 和局域网的 64kbps 或其他 32kbps 的倍数的比特率。MAC 层也支持呼叫交接和广播定标(beacon)服务,以使得所有空闲的便携台能找到并锁定到最佳的固定无线端口。

数据链路控制(DLC)层——DLC 层负责向网络层提供可靠的数据链路,并对每个用户将逻辑物理信道划分成时隙,DLC 对每个时隙提供格式化和纠错检错。

网络层——网络层是 DECT 的主要信令层,是基于 ISDN(第三层)和 GSM 协议的信令层。DECT 网络层提供呼叫控制业务、电话交换业务,及面向连接的消息业务和移动性管理。

10.6.3 DECT 功能概念

DECT 子系统是一种微小区或微微区无绳电话系统,可以连接到一个专用自动交换机上或是公用电话交换机上。DECT 系统总是包含有下列五个功能块,如图 10.20 所示。

便携手机(PH)——该部分是移动设备或终端。另外,无绳终端适配器可以用来提供传真或视频通信。

无线固定部分(RFP)——该部分支持 DECT 公共空中接口的物理层,每一个 RFP 覆盖微小区中的一个小区。RFP 与便携台之间的无线传输采用多载波 TDMA,并采用时分双工(TDD)的全双工方式。

无绳控制器(CC)——该部分处理一个或一组 RFP 的 MAC 层、DLC 层和网络层,并形成 DECT 设备的中央控制单元。在 CC 中完成 32kbps 的 ADPCM 的语音编码。

特定网络接口单元——该部分支持在多手机环境下便利的呼叫完成。CCITT 推荐的接口标准是基于 ISDN 协议的 G.732。

补充业务——当 DECT 用于提供"telepoint"业务时,该部分提供中心鉴权和计费功能,当 DECT 用在多点专用自动交换机网络业务时,该部分提供移动性管理功能。

由于系统受 C/I 的限制,紧凑设置 RFP 可以提高系统的容量,减少其他系统的干扰。

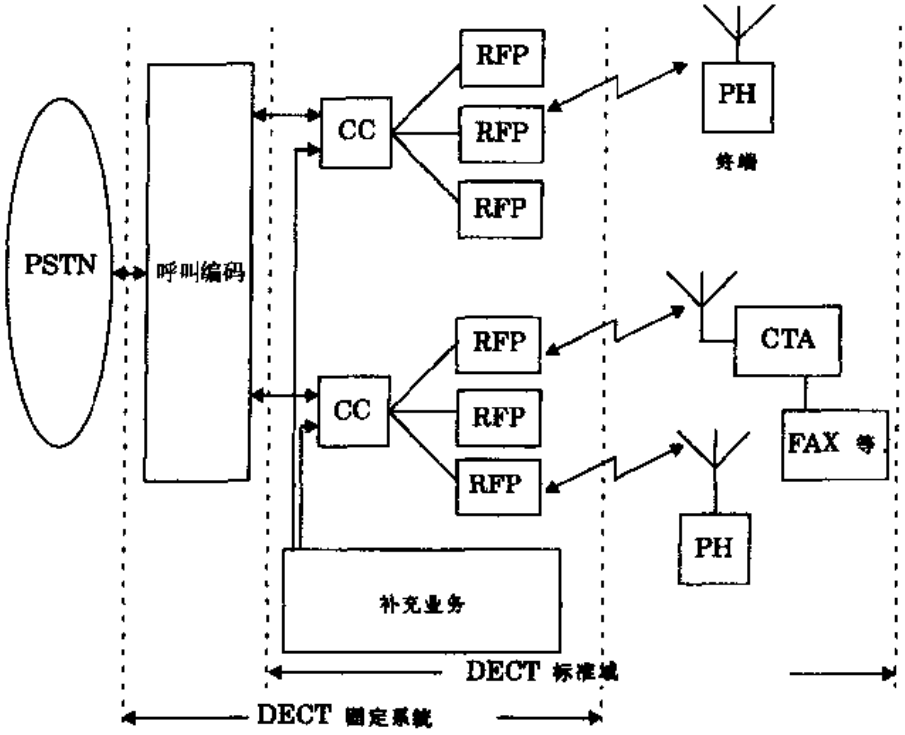


图 10.20 DECT 功能概念

10.6.4 DECT 无线链路

DECT 工作于 1880MHz ~ 1900MHz 的频段。在该频段中，DECT 标准从 1881.792MHz 到 1897.344MHz 之间确定了 10 个间隔为 1728kHz 的信道。DECT 支持多载波 TDMA/TDD 结构。每个基站提供一个支持 12 个双工语音信道的帧结构，每一个时隙可以占用任意的 DECT 信道。因此，DECT 基站在 TDMA/TDD 结构上可支持 FHMA。如果每个 DECT 基站跳频被停止，则在要求频率重新使用之前，在 DECT 频段上可提供 120 个信道。每个不同的信道分配一个时隙以便利用跳频带来的优点，同时也是为了避免异步方式中其他用户的干扰。

信道类型——DECT 在每个 B 域时隙中可提供用户数据(见图 10.19)。每个时隙提供 320 个用户比特，从而每个用户产生 32kbps 数据流。尽管有 4 个奇偶校验比特位用于差错检测，但是并不提供纠错功能。

在每一个建立呼叫的时隙中，有 64 个比特携带有 DECT 的控制信息(见图 10.19)。根据控制信息的性质，这些比特位被分配给四个逻辑信道中的一个。于是，每个用户总的控制信道数据速率是 6.4kbps。DECT 控制信息的正确发送依赖于差错检测和重新传输。64 比特的控制字包含有 16 个循环冗余校验(CRC)比特和 48 个控制数据比特。DECT 控制信道的最大信息输出速率为 4.8kbps。

语音编码——模拟语音用 8kHz 采样速率数字化为 PCM。数字语音样值根据 CCITT G.721 的推荐标准进行 32kbps 的 ADPCM 编码。

信道编码——对于语音信号，不采用信道编码，因为 DECT 对每个时隙提供了跳频。由于 DECT 系统被确定为在室内环境下使用，此时系统延时是很小的，信道可以建模为“开”或“关”形式(见第 6 章)。但是，在每个时隙中，控制信道采用了 16 比特的循环冗余校验(CRC)码。

调制——DECT 采用 GMSK 调制技术。正如第 5 章所述，最小频移键控(MSK)是 FSK 的一种形式。两个符号的相移被限定为连续的。在调制前，信号用一个高斯滤波器进行滤波处理。

天线分集——在 DECT 中，基站 RFP 接收端的空间分集是用两个天线来实现的，选出能为每个时隙提供最优信号的天线。这一点是基于功率测试或通过适当质量测量(如干扰或 BER)来完成的。天线分集解决了衰落和干扰问题。在用户端不采用天线分集。

DECT 无线特性列于表 10.8。

10.7 PACS:个人接入通信系统

PACS 是一个第三代个人通信系统，由贝尔公司于 1992 年最先提出并开发[Cox87]、[Cox92]。PACS 对室内和微小区用户提供语音、数据和视频图像业务。其设计覆盖范围在 500 米以内。PACS 的主要目标是将各种形式的无线本地环路通信系统综合成一个具有完全电话性能的系统，以便向本地交换运营商(LEC)提供无线接入。贝尔公司在设计思想上是发展具有 LEC 的 PACS 这一概念，并命名为无线接入通信系统(WACS)。但是由于联邦通信委员会引入了一段未经核准的 PCS 频段(见 10.10 节)，WACS 经过修正产生了 PACS。在最初的 WACS 提议中，一个 2ms 长的帧确定出 10 个 TDMA/FDD 时隙，信道带宽为 350kHz，信道数据速率为 500kbps，采用 QPSK 调制。在 PACS 中，信道带宽、数据速率、每帧时隙数和帧长都有略微地改动，用 $\pi/4$QPSK调制代替了 QPSK。

表 10.8 DECT 无线特性概览

参　数	特　性
频段	1880 ~ 1900 MHz
载波数	10
射频信道带宽	1.728 MHz
多址方式	FDMA/TDMA 每帧 24 个时隙
双工类型	TDD
谱效率	500Erlang/km^2/MHz
语音编码器	32 kbps ADPCM
平均传输功率	10 mW
帧长	10 ms
信道比特速率	1152kbps
数据速率	32 kbps 业务信道 6.2 kbps 控制信道
信道编码	CRC 16
动态信道分配	是
调制	GFSK(BT = 0.3)
语音信道/射频信道	12

10.7.1 PACS 系统体系结构

PACS 发展成为一个广泛的无线接入系统，应用于个人和公共电话系统，可运行于各类 PCS 频段。PACS 可以连接到 PBX 或中心交换局。在居住区域应用中，PACS 可以接受中心局的服务[JTC95]。

PACS 结构包含有四个主要部件：用户单元(SU)，它可以是固定部分，也可以是便携台；无线端口(RP)，它连接到无线端口控制单元(RPCU)上；接入管理(AM)，见图 10.21。接口 A 是空中接口，提供了 SU 和 RP 之间的联接。接口 P 提供了通过 RP 连接 SU 和 RPCU 所要求的协议，而且接口 P 通过一个嵌入操作信道(EOC)来连接 RPCU 及其 RP。

PACS PCS 标准包含一个固定分布网和网络信息。只有接近 500 米的分布网才设计为无线的。

10.7.2 PACS 无线接口

PACS 系统被设计用在美国 PCS 频段。许多 RF 信道采用 80MHz 间隔的频分复用和时分复用。PACS 和 WACS 信道带宽为 300kHz[JTC95]。

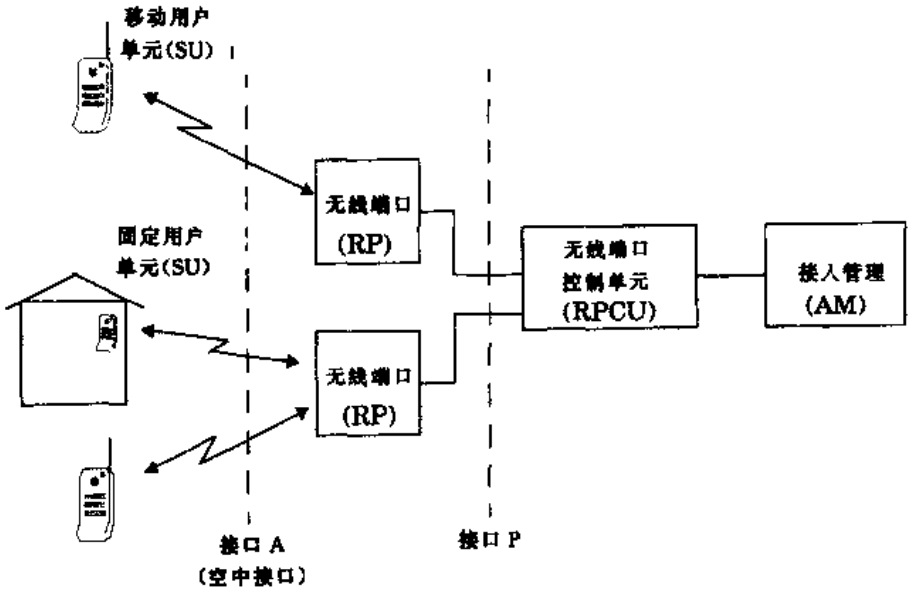
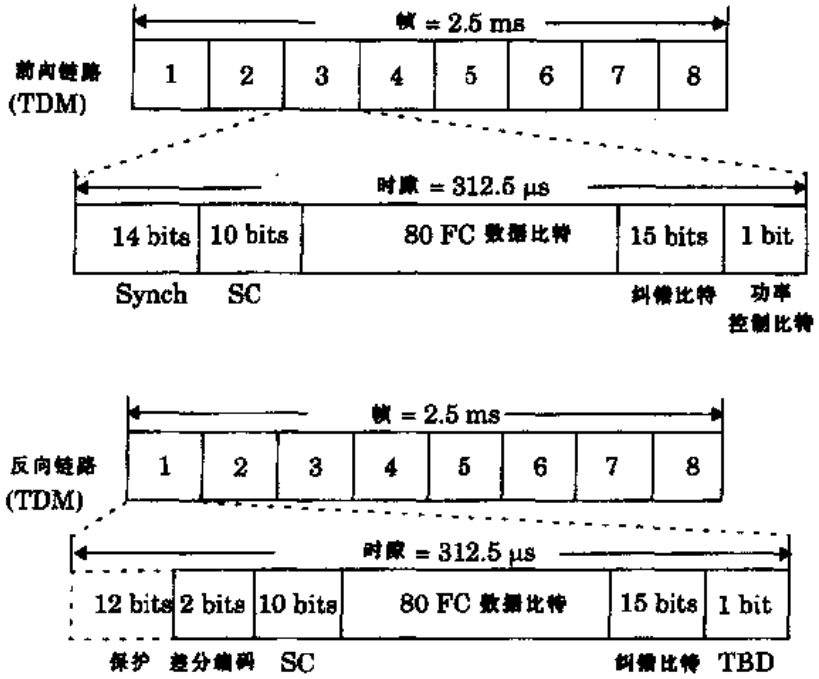


图 10.21　PACS 系统结构

WACS 最初采用 TDMA/FDD 方式，在每个无线信道中，一个 2ms 长的帧提供了 8 个时隙。当采用 FDD 时，反向链路时隙与前后链路时隙间有一偏移，偏移量为一个时隙加上62.5μs。前向链路使用 1850MHz ~ 1910MHz 频段，反向链路使用 1930MHz ~ 1990MHz 频段。

在 1920MHz ~ 1930MHz 之间，美国 PCS 频段发展的 PACS 系统采用 TDD 代替了 FDD [JTC95]。PACS 时隙和帧结构见图 10.22。



SC：系统控制辅助比特(慢信道)
Synch：同步比特
TBD：待定

图 10.22　PACS 帧结构

调制——PACS 采用 π/4DQPSK 调制。RF 信号用一个升余弦滚降滤波器(滚降系数为 0.5)进行成形,使得传输信号 99%的能量被限定在 288kHz 的信道带宽内。在 2.5ms 长的帧中发送 8 个时隙,每个时隙包含 120 个比特。当使用 TDD 时,每个用户前向链路和反向链路时隙间的时偏是两个时隙(625μs)间隔。

语音编码——WACS 对数字语音采用 32kbps ADPCM 编码。ADPCM 具有低复杂度、最小成本和无线链路保密性。

PACS 信道——PACS 提供系统广播信道(SBC),该信道主要用于前向链路的寻呼信息。一个 32kbps 的 SBC 可以为多达 80000 个用户提供报警和系统信息。同步信道(SYC)和慢信道(SC)用于前向链路中用户单元的同步。在前向链路和反向链路中,用户信道只在快信道(FC)中传送。如图 10.22 所示,每个 PACS 中还有其他几个特定用途的逻辑信道。

多址接入——PACS 是一种基于 TDMA 的技术,它支持 FDD 和 TDD。安装在中心局馈线末端的固定无线设备,可以向众多便携手机和数据终端提供服务。在单个用户激活的基础上,终端用户可以共享无线链路。该链路在普通结构中被设计用来提供一个范围较宽的用户传输速率。

功率控制——PACS 用户单元采用自适应功率控制,使得传输过程中电池消耗最小,同时也可以减少反向通路中信道间的干扰。

PACS 无线特性列于表 10.9。

表 10.9 PACS 无线特性(FDD 或 TDD 实现)

参　数	规　范
多址方式	TDMA
双工形式	FDD 或 TDD
频带	1～3GHz
调制	π/4DQPSK
信道间隔	300kHz
移动台平均发射功率	200mW
基站平均功率	800mW
服务区内覆盖概率	大于 90%
信道编码	CRC
语音编码	16 比特 ADPCM
每帧时隙数	8
帧长	2.5ms
每帧用户数	8(FDD)或 4(TDD)
信道比特速率	384kbps
语音速率	32kbps
误比特率	小于 10^{-2}
语音延时	小于 50ms

10.8 太平洋数字蜂窝(PDC)

太平洋数字蜂窝标准开发于1991年,在日本拥挤的蜂窝频带内可以提供所需的系统容量[Per92]。PDC也称作日本数字蜂窝系统(JDC)。

PDC有些类似于IS-54标准,但是它对语音信道和控制信道采用4进制调制,这一点更像北美的IS-136标准。采用频分双工(FDD)和时分多址(TDMA)技术,在一个25kHz的无线信道上,一个20ms长的帧内为三个用户提供三个时隙。在每个信道上采用$\pi/4$DQPSK调制,信道数据率为42kbps。信道编码采用$R=9/17$,$K=5$的带有CRC的卷积编码。语音编码采用6.7kbps的VSELP语音声码器,加上信道编码的4.5kbps,每个用户共有11.2kbps。一种新的半速率语音和信道编码标准将在每20ms帧内支持6个用户。

在日本,80MHz的带宽分配给了PDC。PDC低频段中前向信道和反向信道的间隔为130MHz。前向信道频段为940MHZ~956MHz,反向信道频段为810MHz~826MHz。PDC高频段中前向信道与反向信道间隔为48MHz,前向信道频段为1477MHz~1501MHz,反向信道频段为1429MHz~1453MHz。PDC采用移动辅助切换(MAHO),并能够支持4个小区的重复使用。

10.9 个人手提电话系统(PHS)

个人手提电话系统是日本的一种空中接口标准,由无线系统研究开发中心(RCR)开发。日本通信技术委员会制定了PHS网络的接口[Per93]。

PHS标准同DECT和PAC-UB一样,采用TDMA和TDD技术,每个无线信道上提供4个双工数据信道。在前向链路和反向链路中采用了$\pi/4$DQPSK调制,信道速率为384kbps。每个TDMA帧长为5ms,采用32kbps的ADPCM,并且有CRC差错检测。

PHS在1895MHz~1918.1MHz范围内支持77个无线信道,每个信道宽度为300kHz。其中1906.1MHz~1918.1MHz范围内的40个信道用于公共系统,1895MHz~1906.1MHz范围内的33个信道用于家庭或办公室。

PHS采用动态信道分配,所以基站能够根据基站和便携台所得到的RF信号强度来分配信道。PHS采用一定的控制信道来锁定空闲的用户。由于PHS是为微小区和室内PCS使用而设计的,所以仅在步行速度时提供切换[Oga94]。

10.10 美国PCS和ISM频段

在20世纪80年代中期,联邦通信委员会(FCC)为工业、科学和医学(ISM)提供了非认证的无线频谱,其频段分别为902MHz~928MHz,2400MHz~2483.5MHz和5725MHz~5850MHz。只要无线传输采用扩频调制,并且功率低于1W,就可以享用ISM频段。FCC规则的第15部分规定了ISM频段中非认证传输的使用。

在1993年,FCC为PCS分配了140MHz的频段。图10.23显示了1850MHz~1990MHz之间在1994年和1995年取得认证的频率。A块和B块为30MHz宽,为大城市设定,称为主要贸易区(MTA),C块至F块被核准用于大的乡村地区,称为基本贸易区(BTA)。在美国有51个MTA

和 492 个 BTA，除了 120MHz 被核准的频段，只有 20MHz 被分配给未认证的应用。其中 10MHz 用于同步应用(如语音)，另外 10MHz 用于异步应用(如无线数据包)。运行在 PCS 未认证频段内的设备必须符合 FCC 规则第 15 部分中的“频谱成形”技术。这种格式由 WINForum 组织开发，提高未认证频段内各系统的协调性，并使设计者方便地设计系统结构(调制、编码、信令协议、帧结构等)。在格式中两个基本要求是：(1)一种“听先于讲”(LBT)的要求，这就保证了传输不会中断已进行的通信。(2)发射功率根据信号带宽的平方根来变化。这是为了得到宽带系统和窄带系统在干扰角度上的类似性。

获得美国 PCS 认证便可使用任何的空中接口和系统结构，只要它符合 FCC 规定。对于运行在 2GHz PCS 频率的系统还没有确定的标准。于是，TIA 和通信工业联盟的 T1 委员会成立联合技术委员会(JTC)，对原有的标准进行重新评价，并提出建议。JTC 认为 PCS 标准本质上应分为两类：一类是“高级标准”，它支持微小区和高速移动性。另一类是“低级标准”，它适合于低功率，低复杂度和低速移动性。JTC 正在研究七个主要标准，其中五个是现有的空中接口——GSM、IS-54、IS-95(高级)和 DECT、PACS(低级)——的变种。其他两个标准，一个是基于 Omnipoint 提出的 TDMA/CDMA 混合方式。另一个是基于 Interdigital 提出的宽带 CDMA(W-CDMA)方式。另外，在 TIA 的 TR41 技术委员会的领导下，TIA 发起了为运行于未认证 PCS 频段[Pad95]的无线用户房屋设备(WUPE)开发标准的活动，这些设备应符合 FCC 规定的第 15 部分。在此之中，可以采用各种类型的调制，包括直接序列和跳频扩频。

美国 2GHz 的 PCS 频段目前为点对点微波无线系统所占用。在 PCS 系统被广泛利用之前，大部分现存的微波基站必须重新分配到其他频段(如 6GHz)或者转变成光纤设备。PCS 认证者要对现存基站的重新分配进行成本补偿。对于未认证频段，由于必须在未认证设备供应商之间发展一种合理的机制来共同承担重新分配的成本，所以重新分配的成本补偿费是直接的。另外，在传送期间，特定区域中特定频率的使用必须限定在那些已经很清楚的标准上。为解决这些问题，成立了名为 UTAM 的工业讨论会[Pad95]。

10.11 美国无线微波链路电视

美国无线微波链路电视系统使用 2150MHz ~ 2160MHz 和 2500MHz ~ 2700MHz 频段内的微波无线频率来提供类似于传统有线电视系统所有的多频道电视节目。微波信号在空中从发射塔到每个用户家中的天线处，这样就不需要使用有线电视系统所要求的庞大的有线网和放大器。该类型的无线电视系统包括发端设备(卫星信号接收设备、无线发射器，其他广播设备和发射天线)和用户接收设备(天线、频率转换设备和机顶盒)。目前，无线链路电视已获得 FCC 的批准，可以发送多达 33 个频道的节目。典型的节目在 25 ~ 35 频道上。这包括本地“无线链路”广播频道，该频道节目可以直接由用户天线接收而不需要无线链路运营商重新发送。

FCC 已经为无线链路电视业务在一系列频道群上颁发了许可证。这些频道群包括为 MDS 和 MMDS 无线电视业务特别分配的频道群和原来为教育电视固定业务(ITFS)而批准的频道群。ITFS 上剩余的容量可以租给商业无线电视提供者。目前，全部 33 个频道都有潜在容量供各方面的无线电视公司来租用或购买。FCC 对频道的使用施加了一定的条件和限制。

FCC 于 1992 年冻结了对 MDS/MMDS 新应用的申请，于 1993 年冻结了 ITFS 的申请。这样做是为了使 FCC 有时间去更新无线电视数据库及重新规定这些业务的规则。现有的 MDS/

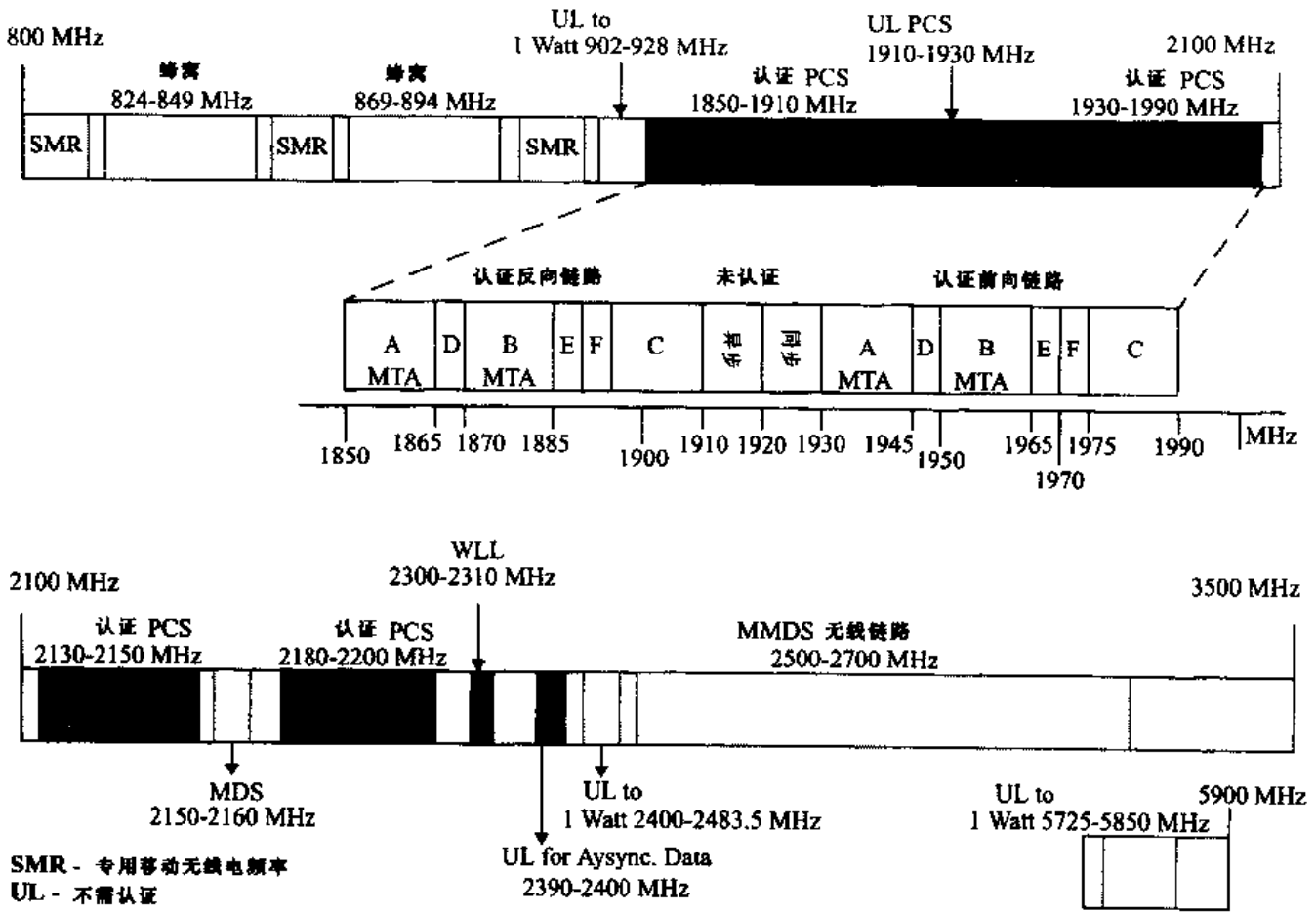


图 10.23　美国无线移动频谱

MMDS 应用服从自由选择，而新应用将与 PCS 认证一样通过竞拍来选择。ITFS 认证将继续根据 FCC 指定的标准在进行比较的基础上授予。

尽管 1992 年有线电视法的主要规章条款不适用于无线电视系统，但该系统还是受到它的影响。美国国会申明，1992 年通过有线电视法的意图是建立和支持现有新的多频道视频业务（如无线电视）与现有有线电视垄断间的竞争。1992 年有线电视法的一项重要条款，就是保证新的多频道视频业务提供者可以无偏差地接入传统有线电视节目。对于 1992 年有线电视法及在其下颁布的法则，有许多的法律质疑摆在了法庭及 FCC 的面前。在本书写作之前的几年里还没有新的 MDS 或 MMDS 业务得到认证。

10.12 全球标准概况

下面的几个表总结了全世界几个主要的蜂窝系统、无绳系统和个人通信系统的标准。另外，图 10.23 给出了美国移动无线频谱的分配。

表 10.10 给出了全世界第一代模拟蜂窝无线系统的比较。表 10.11 是数字无绳系统标准的比较。表 10.12 列出了三个最广泛的第二代蜂窝无线标准。表 10.13 列出了三个主要的第二代无绳电话/PCS 标准。

表 10.10 模拟蜂窝系统概况

标准名称	移动台/基站发射频率 (MHz)	信道间隔 (kHz)	信道数	区 域
AMPS	824 ~ 849/869 ~ 894	30	832	美国，中国*
TACS	890 ~ 915/935 ~ 960	25	1000	欧洲，中国*
ETACS	872 ~ 905/917 ~ 950	25	1240	英国，中国*
NMT 450	453 ~ 457.5/463 ~ 467.5	25	180	欧洲
NMT 900	890 ~ 915/935 ~ 960	12.5	1999	欧洲
C-450	450 ~ 455.74/460 ~ 465.74	10	573	德国，葡萄牙
RTMS	450 ~ 455/460 ~ 465	25	200	意大利
Radiocom 2000	192.5 ~ 199.5/200.5 ~ 207.5 215.5 ~ 233.5/207.5 ~ 215.5 165.2 ~ 168.4/169.8 ~ 173 414.8 ~ 418/424.8 ~ 428	12.5	560 640 256 256	法国
NTT	925 ~ 940/870 ~ 885 915 ~ 918.5/860 ~ 863.5 922 ~ 925/867 ~ 870	25/6.25 6.25 6.25	600/2400 560 480	日本
JTACS/ NTACS	915 ~ 925/860 ~ 870 898 ~ 901/843 ~ 846 918.5 ~ 922/863.5 ~ 867	25/12.5 25/12.5 12.5	400/800 120/240 280	日本

* 为译者加

表 10.11 数字无绳系统空中接口参数

	CT2 CT2+	DECT	PHS	PACS
地 区	欧洲 加拿大	欧洲	日本	美国
双工类型	TDD	TDD	TDD	FDD 或 TDD
频段(MHz)	864 ~ 868 944 ~ 948	1880 ~ 1900	1895 ~ 1918	1850 ~ 1910/ 1930 ~ 1990 或 1920 ~ 1930
载波间隔(kHz)	100	1728	300	300/300
载波数	40	10	77	400 或 32
信道/载波	1	12	4	8 或 4
信道比特率	72	1152	384	384
调制	GFSK	GFSK	π/4DQPSK	π/4DQPSK
语音编码	32kb/s	32kb/s	32kb/s	32kb/s
手机平均发射功率(mW)	5	10	10	25
手机峰值发射功率(mW)	10	250	80	100
帧长(ms)	2	10	5	2.5 或 2.0

表 10.12 第二代数字蜂窝标准

	GSM	IS-54	PDC
商用年份	1990	1991	1993
频率	890 ~ 915MHz(R) 935 ~ 960MHz(F)	824 ~ 849MHz(R) 869 ~ 894MHz(F)	810 ~ 830 和 1429 ~ 1453MHz (R) 940 ~ 960 和 1477 ~ 1501MHz (F)
多址方式	TDMA/FDMA/FDD	TDMA/FDMA/FDD	TDMA/FDMA/FDD
调制	GMSK(BT = 0.3)	π/4 DQPSK	π/4 DQPSK
载波间隔	200kHz	30kHz	25kHz
信道数据速率	270.833kbps	48.6kbps	42kbps
语音信道数	1000	2500	3000
频谱效率	1.35bps/Hz	1.62bps/Hz	1.68bps/Hz
语音编码	13kbps RELP-LTP	7.95kbps VSELP	6.7kbps VSELP
信道编码	CRC (r = 1/2; L = 6 卷积码)	7 比特 CRC (r = 1/2; L = 6 卷积码)	卷积码 CRC
均衡器	自适应	自适应	自适应
移动台发射功率最大值/平均值	1W/125mW	600mW/200mW	

表 10.13 PCS 标准概况

	PACS-UB	DCS 1800	PHS
商用年份	1992	1993	1993
频率	1990 ~ 1930MHz	1710 ~ 1785MHz(R) 1805 ~ 1880MHz(F)	1895 ~ 1907MHz
多址方式	TDMA/FDMA/FDD	TDMA/FDMA/FDD	TDMA/FDMA/FDD
调制	π/4 DQPSK	GMSK	π/4 DQPSK
载波间隔	300kHz	200kHz	300kHz
数据速率	384kbps	270.833kbps	384kpbs
语音信道/射频信道	4	8	4
语音编码	32kbps ADPCM	13kbps RELP-LTP	32kbps ADPCM
信道编码	CRC	卷积, $r = 1/2$	CRC
接收器	相关接收	相关接收	相关接收
移动台发射功率最大值/平均值	200mW/20mW	1W/125mW	80mW/10mW

问题与练习

10.1 下面哪种说法对 GSM 来讲是不对的?

(a) 上行链路和下行链路信道频率间隔为 45MHz。

(b) 一个时隙中有 8 个用户。

(c) GSM 调制器的峰值频移是 GSM 数据速率的整数倍。

(d) GSM 采用了恒包络调制。

10.2 列出所有不支持移动辅助切换的蜂窝系统名称。

10.3 在 GSM 系统中所使用的基带高斯脉冲成形滤波器的截止频率是多少?

10.4 1989 年 FCC 为蜂窝业务分配了一个 10MHz 的附加频段。对每一种蜂窝标准,在该频段内,能提供多少附加信道?

10.5 在 IS-95 系统中,前向信道采用比率为 1/2 的卷积编码,而在反向信道采用比率为 1/3 的卷积编码,为什么这么做?

10.6 下面哪种说法对 IS-95 系统来讲是不对的。

(a) 在容量上没有严格限制。

(b) 软切换。

(c) 采用慢跳频。

(e) 前向链路和反向链路中所能提供的信息数是不同的。

10.7 在 IS-95 系统的前后链路中,不同的信道是如何区分的?

10.8 GSM 中所用的 GMSK 调制方案的谱效率是多少?

10.9 下列系统中,仅基于频分多址(FDMA)的系统是哪个?

(a) DECT　(b)CT2　(c)USDC　(d)GSM

10.10 哪一个蜂窝系统采用最大带宽效率的调制?

10.11 哪些蜂窝系统不采用恒包络调制方案?

10.12 USDC 中选择 $\pi/4$ DQPSK 调制方案代替 DQPSK 的原因是什么?

10.13 GSM 系统中,每个小区能提供多少个全速率物理频道?

10.14 下列 AMPS 信道中,哪个是空白-突发信道?

(a) 寻呼信道(PC)。

(b) 反向语音信道(RVC)。

(c) 慢速辅助控制信道(SACCH)。

(d) 快速辅助控制信道(FACCH)。

10.15 计算 AMPS 系统中使用的 FM 调制指数。

10.16 数字蜂窝系统采用卷积编码来作差错保护,而不用分组编码,这样做的主要原因是:

(a) 卷积编码在 Rayleigh 衰减条件下性能较好。

(b) 卷积编码器对突发差错有较好的稳固性。

(c) 卷积编码与分组编码相比,较简单。

(d) 对于卷积码解码,实时软判决解码算法可以提高性能。

10.17 下面哪个系统是基于微小区结构的?

(a) GSM　(b) DECT　(c) USDC　(d) IS-95

10.18 在 DECT 系统上,用户传输数据的最大速率是多少?

10.19 在单一 AMPS 信道中,USDC 系统能提供多少个全速率用户?

10.20 IS-95 CDMA 系统中,反向功率控制子信道所能补偿的最大衰减是多少?

10.21 在图 10.9 的正常 GSM 实现中,为什么 26 个均衡训练比特放在一帧的中部而不是开始位置? 为什么在数据突变后有一个 8.25 比特的保护期?

10.22 用 800MHz 频段 GSM 和 1900MHz 频段 DCS-1900 来覆盖 1000 平方公里的区域,比较二者所要求的全向小区数。假设 GSM 和 DCS-1900 接收机的灵敏度为 -104dBm,并假设二者的发射功率和天线增益相等。

10.23 用 DCS-1900 和 IS-95 来覆盖 1000 平方公里的区域,比较二者所要求的全方位小区数。假设二者的发射功率和天线增益相等。

10.24 AMPS、IS-95 CDMA 和 IS-54 TDMA 系统中,小区覆盖半径是如何受影响的?

10.25 在 IS-95 CDMA 系统反向链路中,当用户接近理论极限值时,什么原因导致了阻塞?

10.26 对未认证 PCS 频段,PACS 采用 TDD 代替 FDD,原因是什么?

10.27 对于一个 DECT 系统,在室外有明显多径影响的环境中,可能会出现什么情况? 解释你的答案,并给出定性分析。

10.28 画出 USDC 半速率时隙中的比特分配,并回答下列问题:

(a) USDC 空中接口的信道数据速率是多少?

(b) 每个 USDC 时隙中有多少用户比特?

(c) 每个 USDC 帧长时间是多少?

(d) 用书中帧效率的定义来定义 USDC 的帧效率。

10.29 考虑一个 AMPS 或 ETACS 系统，

(a) 列出 AMPS 中可能的监测音(SAT)。

(b) 对于一个业务提供者，为什么信令音(ST)是有用的？

(c) 列出至少五种蜂窝电话接入方式，指出如何区分？

10.30 对于全速率 USDC 系统，考虑数据是如何在信道间分配的。

(a) 总的 RF 数据速率是多少？

(b) 对 SACCH，RF 数据速率是多少？

(c) 对 CDDVC，RF 数据速率是多少？

(d) 对同步、上升和保护时间的总的数据速率是多少？

(e) 证明你在(b) - (d)中的答案相加是你(a)中的答案。

(f) 半速率 USDC 所提供的终端用户数据速率是多少？

10.31 证明 GSM 为每个用户分配的总的 RF 数据速率为 33.854kbps。通过相加下面单独部分的用户数据速率来表明这一点。

(a) 语音编码器。

(b) 语音差错保护。

(c) SACCH。

(d)保护时间、上升、同步。

10.32 计算：为了确定由 GSM 基站发送的帧数，移动台必须等待的最大时间。

附录A 中继理论

两类主要的中继无线电系统是丢失呼叫清除(LCC)系统和丢失呼叫延迟(LCD)系统[Sta90]。

在丢失呼叫清除系统中,对呼叫请求不提供排队。当一个用户请求服务时,具有最小的呼叫建立时间,如果有空闲信道,用户可以立即接入。如果所有的信道都被占用,呼叫则被阻塞而不能接入系统。用户此时不能得到服务,但可以任意重试。假定用户以 Poisson 分布到达,并且用户数量接近无限多个。Erlang B 公式将丢失呼叫清除系统的服务等级(GOS)定义为任意一个用户遇到呼叫阻塞的概率。假定所有阻塞的呼叫立即回到一个无限大的用户群中,并可在将来任意时间重试。一个阻塞用户的连续呼叫之间的时间间隔是一个随机过程,而且假定是 Poisson 分布的。对于一个具有大量信道及大量用户并且呼叫模式相似的大系统而言,这一模型是十分精确的。

在丢失呼叫延迟系统中,被阻塞的呼叫请求进行排队。当用户尝试一次呼叫而此时没有空闲信道时,该呼叫请求被延迟直到出现空闲信道。对 LCD 系统,首先要确定所有信道都被占用的概率。其次需要确定当所有信道都被占用时,一个呼叫要延迟多长时间才能使用一个空闲信道。LCD 系统中一个呼叫不能立即接入信道的概率由 Erlang C 公式确定。对于 LCD 系统,GOS 定义为呼叫延迟时间超过 t 秒的概率。可以利用 Erlang C 公式和业务分布类型来分析 GOS。假定系统中的用户数接近无限个,而且队列中的所有呼叫最终都能得到服务。Erlang C 公式同时假定有大量的信道以及大量呼叫模式相似的用户。通常 5 个或以上信道才被看作是足够大量的信道。

A.1 Erlang B

Erlang B 公式确定一个呼叫被阻塞的概率,而且表示不将阻塞呼叫进行排队的中继系统(即 LCC 系统)中的 GOS。Erlang B 模型基于以下假定:

- 呼叫请求无记忆,即所有用户,包括阻塞用户可以在任何时间请求分配一个信道。
- 在所有信道都被占用之前,任何空闲信道都能用来服务一个呼叫。
- 用户占用一个信道间隔(称为服务时间)的概率是指数分布。指数分布中较长时间的呼叫发生的概率较小。
- 在中继资源中可用信道是有限个。
- 业务请求是 Poisson 分布,即呼叫间隔时间是指数分布的。
- 呼叫请求到达时间间隔彼此独立。
- 忙信道数等于服务中的用户数,阻塞概率为:

$$P_r[\text{阻塞}] = \frac{\left(\frac{A^C}{C!}\right)}{\sum_{k=0}^{C}\frac{A^k}{k!}} \tag{A.1}$$

其中，C 是中继信道数，A 是中继系统的总负荷。

A.1.1 Erlang B 的导出

考虑一个具有 C 个信道和 U 个用户的系统。设 λ 为单位时间总的平均呼叫到达率，H 为平均呼叫持续时间(平均呼叫长度)。若 A 是中继系统总负荷，A_U 是每个用户产生的平均负荷，则：$A_U = \lambda_1 H$，其中 λ_1 是单个用户的平均呼叫到达率，且 $A = UA_U = \lambda H$。

一个用户的呼叫请求被阻塞的概率为：

$$Pr[\text{阻塞}] = Pr[C\text{ 个信道全部占用}] \tag{A.2}$$

假定呼叫以 Poisson 分布到达，则：

$$Pr = \{a(t+\tau) - a(t) = n\} = \frac{e^{-\lambda\tau}}{n!} \qquad n = 0,1,2\ldots \tag{A.3}$$

其中，$a(t)$是从 $t=0$ 后到达呼叫数，τ 是连续呼叫请求的时间间隔。λ 表示单位时间的平均呼叫请求数，称为到达率。

Posson 过程表明第 n 个呼叫到达的时间与连续呼叫之间的时间间隔相互独立。呼叫间隔时间呈指数分布且彼此独立，间隔时间少于时间 t 的概率为 $Pr(\tau_n \leq s) = 1 - e^{-\lambda S}$，$s \geq 0$，其中 τ_n 是第 n 次到达的时间间隔，即 $\tau_n = t_{n+1} - t_n$，t_n 是第 n 次呼叫到达的时间。τ_n 的概率密度函数[Ber92]为：

$$p(\tau_n) = \lambda e_n^{-\lambda\tau}, \qquad \tau_n \geq 0 \tag{A.4}$$

对每个 $t \geq 0, \delta \geq 0$，

$$Pr\{a(t+\delta) - a(t) = 0\} = 1 - \lambda\delta + O(\delta) \tag{A.5}$$

$$Pr\{a(t+\delta) - a(t) = 1\} = \lambda\delta + O(\delta) \tag{A.6}$$

$$Pr\{a(t+\delta) - a(t) \geq 2\} = O(\delta) \tag{A.7}$$

其中，$O(\delta)$是在时间间隔 δ 有超过 1 个呼叫到达的概率，它是 δ 的函数并且满足 $\lim\limits_{\delta \to 0}(\frac{O(\delta)}{\delta}) = 0$。

在 δ 秒内有 n 个呼叫到达的概率可从(A.3)得出：

$$Pr = \{a(t+\delta) - a(t) = n\} = \frac{e^{-\lambda\delta}}{n!}(\lambda\delta)^n \tag{A.8}$$

用户服务时间是接入中继系统一个呼叫的持续时间。假定服务时间为指数分布，H 为平均呼叫时间，$\mu = 1/H$ 为平均服务率(单位时间平均服务呼叫数)。H 也称为平均保持时间。第 n 个用户的服务时间少于呼叫持续时间 s 的概率为：

$$Pr\{s_n < s\} = 1 - e^{-\mu s} \qquad s > 0 \tag{A.9}$$

服务时间的概率密度函数为：

$$P(s_n) = \mu e^{-\mu s_n} \tag{A.10}$$

其中，s_n 是第 n 个用户的服务时间。

Erlang B 公式表示的中继系统称为 $M/M/C/C$ 排队系统。第一个 M 表示呼叫到达是非记忆 Poisson 过程，第二个 M 表示用户服务时间指数分布，第一个 C 表示可用中继信道数，最后一个 C 表示对同时服务用户数有严格限制。

Markov 链的性质可以用来导出 Erlang B 公式。考虑一个离散时间随机过程 $\{X_n \mid n = 0,1,2,\ldots\}$，从正整数集中取值，这样该过程的可能状态是 $i = 0,1,\ldots$。如果该过程从当前状态 i 转移到下一状态 $i+1$，并只依赖于状态 i 而与前面状态无关，则该过程称为 Markov 链。利用离散时间 Markov 链，我们可以在特定业务条件下，在分离观察点观察业务情况。一个实际中继系统的运作在时间上是连续的，但可以在小时间间隔 δ 内分析，δ 是一个很小的正数。如 N_k 是 $k\delta$ 时间内系统中的呼叫(占用信道)数目，N_k 可以表示为：

$$N_k = N(k\delta) \tag{A.11}$$

其中，N 是一个离散随机过程，表示在离散时间上被占用信道的数量。N_k 是一个离散时间 Markov 链，其平稳状态概率与连续 Markov 链相同，并可在 $0,1,2,3,\ldots C$ 中取值。

转移概率 $P_{i,j}$ 为：

$$P_{i,j} = Pr\{N_{k+1} = j \mid N_k = i\} \tag{A.12}$$

利用方程(A.5)至(A.7)，并且让 $\delta \to 0$，可得：

$$P_{ii} = 1 - \lambda\delta + O(\delta) \tag{A.13}$$

$$P_{ii} = 1 - \lambda\delta - \mu\delta + O(\delta) \quad i \geq 1 \tag{A.14}$$

$$P_{i,i+1} = \lambda\delta + O(\delta) \quad i \geq 0 \tag{A.15}$$

$$P_{i,i-1} = \mu\delta + O(\delta) \quad i \geq 1 \tag{A.16}$$

$$P_{i,j} = O(\delta) \quad j \neq i, j \neq i+1, j \neq i-1, \tag{A.17}$$

Markov 链的状态转移图由图 A.1 表示。

图 A.1 中具有 C 个信道的中继系统可表示为一个 Markov 链。在该 Markov 链状态图中，假定系统中 0 个信道被占用，即无用户。在一个小的时间间隔后，系统继续保持 0 信道占用的概率为 $(1-\lambda\delta)$。从占用 0 信道变为占用 1 信道的概率为 $\lambda\delta$。另一方面，从占用一个信道变成占用 0 信道的概率为 $\mu\delta$。类似地，系统保持为占用 1 信道状态的概率为 $1-\lambda\delta-\mu\delta$。所有从一个状态转出的概率和为 1。

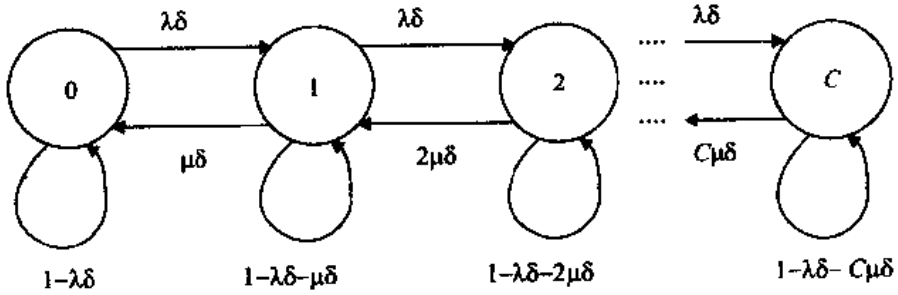


图 A.1 Erlang B 中用 Markov 链状态图表示的转移概率

在一段长时间后，系统到达平稳状态，具有 n 信道占用。图 A.2 表示 LCC 系统的平稳态响应。

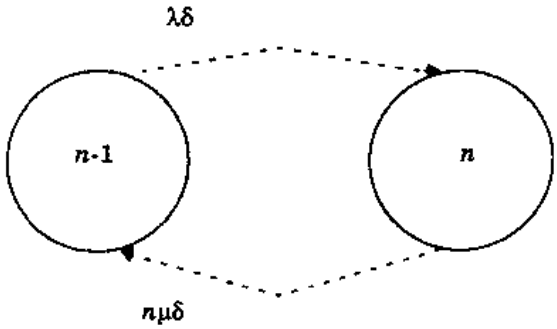


图 A.2　具有 n 信道占用的 LCC 中继系统平稳状态

在平稳态，占用 n 信道的概率与占用$(n-1)$信道的概率相等，并且是转移概率 $\lambda\delta$ 的倍数。

这样在平稳状态条件下，

$$\lambda\delta P_{n-1} = n\mu\delta P_n, \quad n \leq C \tag{A.18}$$

式(A.18)称为全局平衡方程，并且：

$$\sum_{n=0}^{C} P_n = 1 \tag{A.19}$$

对不同的 n 值，利用全局平衡方程，可得：

$$\lambda\delta P_{n-1} = P_n n\mu\delta, \quad n = 1,2,3\ldots,C \tag{A.20}$$

$$\lambda P_{n-1} = P_n n\mu \tag{A.21}$$

$$P_1 = \frac{\lambda P_0}{\mu} \tag{A.22}$$

利用不同 n 值对方程式(A.20)求值：

$$P_n = P_0\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^n \frac{1}{n!} \tag{A.23}$$

且

$$P_0 = \left(\frac{\mu}{\lambda}\right)^n P_n n! \quad = 1 - \sum_{i=1}^{C} P_i \tag{A.24}$$

将方程式(A.23)代入方程(A.24)，得：

$$P_0 = \frac{1}{\sum_{n=0}^{C}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^n \frac{1}{n!}} \tag{A.25}$$

从(A.23)可得 C 中继信道阻塞概率为：

$$P_c = P_0\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C \frac{1}{C!} \tag{A.26}$$

将式(A.25)代入(A.26)，得：

$$P_c = \frac{\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C \frac{1}{C!}}{\sum_{n=0}^{C}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^n \frac{1}{n!}} \tag{A.27}$$

总负荷 $A = \lambda H = \lambda/\mu$。代入方程式(A.27),阻塞概率为:

$$P_c = \frac{A^C \frac{1}{C!}}{\sum_{n=0}^{C} A^n \frac{1}{n!}} \tag{A.28}$$

方程式(A.28)即为 Erlang B 公式。

A.2 Erlang C

Erlang C 公式来自这样的系统,其中不能立即接入信道的所有呼叫请求都保持在一个队列里。Erlang C 公式如下,

$$Pr[\text{呼叫延迟}] = \frac{A^C}{A^C + C!\left(1 - \frac{A}{C}\right)\sum_{k=0}^{C-1}\frac{A^k}{k!}} \tag{A.29}$$

如果没有空闲信道,呼叫就被延迟并保持在一个队列里,队列中延迟的呼叫被迫等待超过 t 秒的概率为:

$$Pr[\text{等待} > t \mid \text{延迟}] = e^{-\frac{(C-A)}{H}t} \tag{A.30}$$

其中,C 是可用信道数,t 是呼叫延迟时间,H 是一个呼叫平均持续时间。任一呼叫等待时间超过 t 秒的概率为:

$$\begin{aligned} Pr[\text{等待} > t] &= Pr[\text{呼叫延迟}]Pr[\text{等待} > t \mid \text{延迟}] \\ &= Pr[\text{呼叫延迟}]e^{-\frac{(C-A)}{H}t} \end{aligned} \tag{A.31}$$

在一个排队系统中所有呼叫的平均延迟 D 为:

$$D = \int_0^{\infty} P_r[\text{呼叫延迟}]e^{-\frac{(C-A)}{H}t}dt \tag{A.32}$$

$$D = Pr[\text{呼叫延迟}]\frac{H}{(C-A)} \tag{A.33}$$

而排队呼叫的平均延迟为 $H/(C-A)$。

A.2.1 Erlang C 的导出

考虑一个具有 C 个中继信道的系统。导出 Erlang C 公式的假定类似于导出 Erlang B 的假定,另外规定如果到达的呼叫没有分配信道,则将它放入一个无限长度的队列中。每个呼叫按照到达的次序得到服务,到达过程遵循 Poisson 分布,即:

$$Pr\{a(t+\Delta t)-a(t)=n\}=\frac{e^{-\lambda t}(\lambda\Delta t)}{n!},\qquad n=0,1,2,\ldots \tag{A.34}$$

其中，a 为等待服务的到达呼叫数。

如 Erlang B 公式导出时，假定所有呼叫到达间隔时间是指数的和独立的，连续呼叫到达的时间间隔 $\tau_n=t_{n+1}-t_n$，到达时间间隔的分布为：

$$Pr\{\tau_n\le s\}=1-e^{-\lambda s},\qquad s\ge 0 \tag{A.35}$$

如同 Erlang B 的情形，已在中继系统中的每个用户的服务时间假定为指数的，如下：

$$Pr\{s_n\le s\}=1-e^{-\mu s},\qquad s\ge 0 \tag{A.36}$$

利用离散时间 Markov 链，其转移概率由式(A.12)至式(A.17)给出，Erlang C 公式即容易导出。$P_{i,j}$ 表示从状态 i 到 j 的转移概率。系统状态转移图如图 A.3 所示。

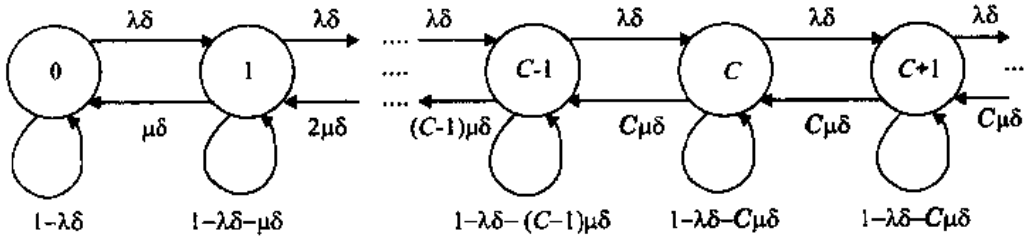


图 A.3　Erlang C 中以 Markov 链状态图表示的转移概率

Erlang C 公式根据以下的假定导出，即中继系统是一个 $M/M/C/D$ 队列，其中，C 表示同时间的最大用户数，D 是可以保持在队列中等待服务的最大呼叫数。如果设 D 无限大，则系统是 $M/M/C/\infty$ 队列，一般简称为 $M/M/C$ 队列。如果 D 是有限的，则 P_k 表示系统中发现 k 个呼叫(包括服务中和排队的呼叫)的平稳状态概率。即：

$$P_k=\lim_{t\to\infty}Pr\{N_t=k\} \tag{A.37}$$

其中，N_t 是 t 时刻等待和正在使用系统的总呼叫数量。在平稳状态，系统处于状态 k 而下一个转移间隔转向 $k-1$ 状态的概率，等于处于状态 $k-1$ 而转向状态 k 的概率。那么从图 A.3 所示状态图可知：

$$\lambda\delta P_{k-1}=k\mu\delta P_k,\qquad k\le C \tag{A.38}$$

则

$$P_k=\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)\frac{1}{k}P_{k-1}\qquad k\le C \tag{A.39}$$

和

$$\lambda\delta P_{k-1}=C\mu\delta P_k\qquad k\ge C \tag{A.40}$$

及

$$P_k=\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)\frac{1}{C}P_{k-1}\qquad k\ge C \tag{A.41}$$

和

$$P_k = \begin{cases} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{k!} P_0 & k \leq C \\ \frac{1}{C!}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{C^{k-C}} P_0 & k \geq C \end{cases} \tag{A.42}$$

因 $\sum_{k=0}^{\infty} P_k = 1$，有：

$$P_0\left[1 + \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) + \ldots + \frac{1}{C!}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^{C+1} \frac{1}{C^{(C+1)-C}} + \ldots\right] = 1 \tag{A.43}$$

$$P_0\left[1 + \sum_{k=1}^{C-1}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{k!} + \sum_{k=C}^{\infty} \frac{1}{C!}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{C^{k-C}}\right] = 1 \tag{A.44}$$

即：

$$P_0 = \frac{1}{\sum_{k=1}^{C-1}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{k!} + \frac{1}{k!}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C \frac{1}{\left(1 - \frac{\lambda}{\mu C}\right)}} \tag{A.45}$$

所有 C 个信道已经占用，一个等待呼叫必须等待的概率可由式(A.42)式得出：

$$\begin{aligned} Pr[C\text{ 信道占用}] &= \sum_{k=C}^{\infty} P_k = \sum_{k=C}^{\infty} \frac{1}{C!}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{C^{k-C}} P_0 \\ &= P_0 \frac{1}{C!}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C \sum_{k=C}^{\infty}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^{k-C} \frac{1}{C^{k-C}} \\ &= P_0 \frac{1}{C!}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C \frac{1}{\left(1 - \frac{\lambda}{\mu C}\right)} \end{aligned} \tag{A.46}$$

上式当 $\frac{\lambda}{\mu C} < 1$ 时有效。代入式(A.45)中的 P_0，可得：

$$\begin{aligned} Pr[C\text{ 信道占用}] &= \frac{\frac{1}{C!}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C}{\left(1 - \frac{\lambda}{\mu C}\right)} \frac{1}{\left[\sum_{k=1}^{C-1}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{k!} + \frac{1}{k!}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C \frac{1}{\left(1 - \frac{\lambda}{\mu C}\right)}\right]} \\ &= \frac{(\lambda/\mu)^C}{\left[(\lambda/\mu)^C + C!\left(1 - \frac{\lambda}{\mu C}\right)\sum_{k=0}^{C-1}\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k\left(\frac{1}{k!}\right)\right]} \end{aligned} \tag{A.47}$$

但 $A = \lambda/\mu = U\lambda_1 H$。代入式(A.47)

$$Pr[C\text{ 信道占用}] = \frac{A^C}{A^C + C!\left(1 - \frac{A}{C}\right)\sum_{k=1}^{C-1}\frac{A^k}{k!}} \tag{A.48}$$

式(A.48)即为 Erlang C 的表达式。

附录 B　链路中的噪声系数计算

在确定覆盖和移动通信系统服务质量时，计算接收机的接收噪声和 SNR 是十分重要的。

如第 2、5、6 章所示，SNR 决定了链路质量和移动通信系统中的错误概率。因此，为确定不同传播条件下合适的发射机功率或接收机信号电平，判断 SNR 的能力是很重要的。

接收机天线的信号电平可以基于第 2、3 章给出的路径损耗公式计算出来。然而，要计算接收机输入端的噪声电平，需要知道接收机每级电路的增益（或损耗），以及接收机天线的背景噪声温度。

所有的电子器件都产生热噪声，都增加了接收机检测器输出处的噪声电平。为将接收机输出处的噪声表示为接收机输入端的等效电平，一般采用了噪声系数这一概念[Cou93]

噪声系数以 F 表示，定义为：

$$F = \frac{\text{室温时测量的器件输出噪声}}{\text{器件无噪声时的输出功率}} \tag{B.1}$$

F 总是大于 1 并且假定处于室温的一个匹配负载接在器件的输入端。

噪声系数与器件的有效噪声温度 T_e 有关，即：

$$T_e = (F - 1)T_0 \tag{B.2}$$

其中，T_0 是环境室温（通常 290K 至 300K，即 63°F 至 75°F，或者 17℃至 27℃）。噪声温度按绝对温度测量，其中 0 K 为绝对零度，或 - 273℃。

注意，T_e 并不一定对应器件的物理温度。例如指向太空的定向卫星碟形天线通常的有效天线温度为 50K 数量级（这是因为太空很冷而产生非常少的热噪声），然而一个 10dB 的衰减器具有约 2700K 的有效温度[出自式(B.2)和(B.4)]。指向地面的天线一般具有相应于地面物理温度的有效的噪声温度。

一个简单的负性负载（如一个电阻）在室温下将噪声功率转化为一个匹配负载，

$$P_n = kT_0B \tag{B.3}$$

其中，k 为波尔兹曼常数，为 1.38×10^{-23}焦耳/开，B 为测量器件的等效带宽。对正性负载如室温下的传输线或衰减器，器件损耗（L 以 dB 为单位）等于器件的噪声系数。即

$$F = L \tag{B.4}$$

为了计算噪声，以负性元件组成的天线可视为具有单位增益，即使它们的辐射模式具有测量增益。

噪声系数和噪声温度的概念在通信分析中十分有用，因为不需要接收机每级的增益来确定接收机的整个噪声放大倍数。如果一个室温下阻性负载连接在噪声系数为 F 的接收机的输入端，则接收机相对于输入的输出噪声功率为：

$$P_{\text{out/Ref. in}} = FkT_0B = \left(1 + \frac{T_e}{T_0}\right) kT_0B \tag{B.5}$$

且接收机实际输出噪声功率是：

$$P_{\text{out}} = G_{\text{sys}} FkT_0B = G_{\text{sys}} kT_0B\left(1 + \frac{T_e}{T_0}\right) \tag{B.6}$$

其中，G_{sys}是接收机各级的总增益。

对一个级联系统，整个系统的噪声系数可以从各单个元件的噪声系数和增益计算出来。即：

$$F_{\text{sys}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots \tag{B.7}$$

或等效为：

$$T_{\text{esys}} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \cdots \tag{B.8}$$

其中增益是绝对值(不以 dB 形式)。下例表明如何计算一个移动接收站的噪声系数，及用于链路预算中的平均接收机噪声水平。

例 B.1

考虑一个 AMPS 蜂窝电话，具有 30kHz 的等效 RF 带宽。电话连接如图 B.1 所示在一个移动天线上。如果电话的噪声系数是 6dB，同轴电缆损耗是 3dB，天线具有有效温度 290K，根据天线端的输入计算移动接收机系统的噪声系数。

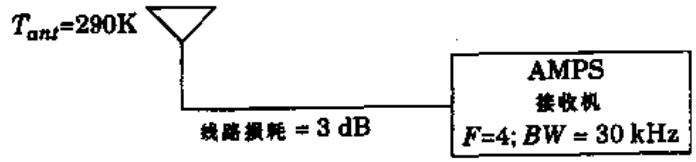


图 B.1 具有电缆损耗的移动接收机系统

例 B.1 解

要确定接收机系统的噪声系数，必须首先确定电缆和 AMPS 接收机的等效噪声系数。注意到 3dB 损耗等于损耗因子 2.0。利用等式(B.4)，它表明电缆具有等于损耗的噪声系数，并且所有值都是绝对值(而不以 dB 为单位)，则接收机系统的噪声系数为：

$$F_{\text{sys}} = 2.0 + \frac{4 - 1}{0.5} = 8 = 9\text{dB}$$

例 B.2

对例 B.1 中的接收机，相对于天线端的输入，确定平均热噪声功率，设 $T_0 = 300\text{K}$。

例 B.2 解

从例 B.1 可知，电缆/接收机系统具有 9dB 的噪声系数。利用式(B.2)，系统的有效噪声温度为：

$$T_e = (8-1)300 = 2100\text{K}$$

利用式(B.8)，源自天线的整个系统的噪声温度为：

$$T_{\text{total}} = T_{\text{ant}} + T_{\text{sys}} = (290 + 2100)\text{K} = 2390\text{K}$$

现利用(B.5)式的右边，天线端的平均热噪声功率为：

$$P_n = \left(1 + \frac{2390}{300}\right)(1.38 \times 10^{-23})(300\text{K})(30\ 000\text{Hz})$$

$$= 1.1 \times 10^{-15}\text{W} = -119.5\text{dBm}$$

例 B.3

对例 B.1 中的接收机系统，确定要提供 30dB 的 SNR，天线端需要的平均信号强度是多少。

例 B.3 解

由例 B.2，平均噪声电平是 -119.5dBm，因此信号功率必须大于噪声 30dB。

$$P_s(\text{dBm}) = SNR + (-119.5) = 30 + (-119.5) = -89.5\text{dBm}$$

附录 C　扩频 CDMA 的高斯近似

本附录包括详细的数学分析，提供确定 CDMA 移动无线系统中一个信道中用户的平均误码率的表达式。利用本附录提供的表达式，可以分析多种干扰条件下的 CDMA 系统。利用这些表达式可以省略或减少许多情况下花费时间去仿真 CDMA 系统。

在利用二进制信号的扩频码分多址（CDMA）系统中，基站从第 k 个移动用户接收到的无线信号（假设没有衰落或多径）可以表示为[Pur77]：

$$s_k(t-\tau_k)=\sqrt{2P_k}\,a_k(t-\tau_k)b_k(t-\tau_k)\cos(\omega_c t+\varphi_k) \tag{C.1}$$

其中，$b_k(t)$是用户 k 的数据序列，$a_k(t)$是用户 k 的扩频（或码片）序列，τ_k 是用户 k 参照用户 0 的延迟，P_k 是用户 k 的接收功率，φ_k 是用户 k 相对于用户 0 的载波相位偏置。因为 τ_k 和 φ_k 都是相对量，我们可以定义 $\varphi_0=0,\tau_0=0$。

$a_k(t)$和 $b_k(t)$是取值 -1 和 +1 的二进制序列。周期伪随机（PN）码片序列 $a_k(t)$有以下形式：

$$a_k(t)=\sum_{j=-\infty}^{\infty}\sum_{i=0}^{M-1}a_{k,i}\Pi\left(\frac{t-(i+jM)T_c}{T_c}\right)\qquad a_{k,i}\in\{-1,1\} \tag{C.2}$$

其中，M 是 PN 序列重复之前已发送的码片数量，T_c 是码片周期，MT_c 是 PN 序列的重复周期，$\Pi(t)$表示单位冲激函数，i 是一个 PN 码片周期中表示特定码片的指数。

$$\Pi(t)=\begin{cases}1 & 0\le t<1\\ 0 & \text{其他}\end{cases} \tag{C.3}$$

对于用户数据序列 $b_k(t)$，T_b 是数据比特宽。假定比特宽是码片周期的整数倍，$T_b=NT_c$。注意 M、N 不一定相等。当它们相等时，PN 序列在每个数据比特宽度内重复。用户数据序列 $b_k(t)$为：

$$b_k(t)=\sum_{j=-\infty}^{\infty}b_{k,j}\Pi\left(\frac{t-jT_b}{T_b}\right)\qquad b_{k,j}\in\{-1,1\} \tag{C.4}$$

在一个移动扩频 CDMA 无线系统中，来自多个用户的信号进入接收机输入端。通常利用一个相关接收机从同信道的所有用户中“滤出”所需用户。

在接收机，如图 C.1 所示，相关器输入端的信号为：

$$r(t)=\sum_{k=0}^{K-1}s_k(t-\tau_k)+n(t) \tag{C.5}$$

其中，$n(t)$是加性高斯噪声，其双边功率谱密度为 $N_0/2$。假定式(C.5)中的信道没有多径，即只有纯平坦的慢衰落。

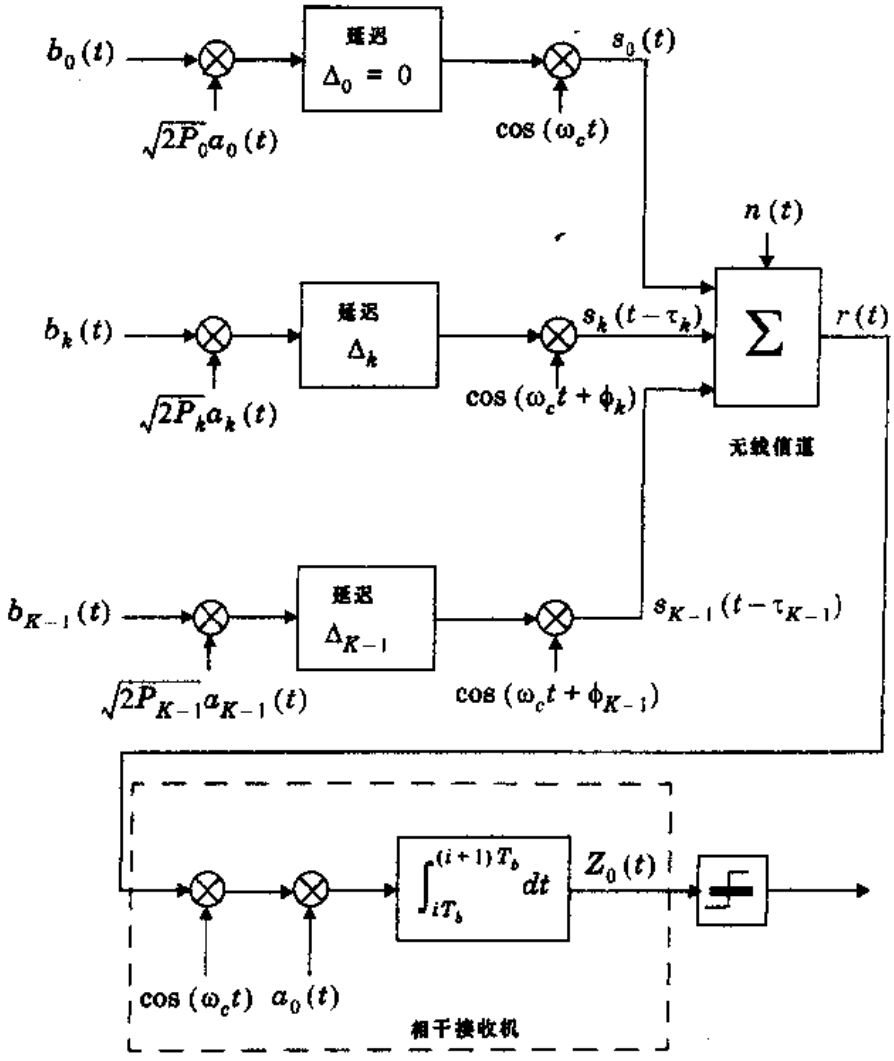


图 C.1 CDMA 多址干扰模型

接收到的信号包括所需用户和$(k-1)$个不需要用户的信号，都被送入基带，与所需用户(如用户 0)PN 序列相乘，并在一个比特长度内积分。假定接收机的延迟和相位与用户同步，对用户 0 的判决统计为：

$$Z_0 = \int_{jT_b}^{(j+1)T_b} r(t)\,a_0(t)\cos(\omega_c t)\,dt \tag{C.6}$$

为简便起见，以下分析中只考虑比特 0(式(C.6)中 $j=0$)。

将式(C.1)和式(C.5)代入式(C.6)，接收机判决统计为：

$$Z_0 = \int_{i=0}^{T_b} \left[\left(\sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{2P_k}a_k(t-\tau_k)\,b_k(t-\tau_k)\cos(\omega_c t + \varphi_k) \right) + n(t) \right] a_0(t)\cos(\omega_c t)\,dt \tag{C.7}$$

也可表示为：

$$Z_0 = I_0 + \eta + \zeta \tag{C.8}$$

其中，I_0 是所需用户($k=0$)对判决统计提供的部分，ζ 是所有同信道用户的多址干扰(包括相同小区和不同小区)，η 是热噪声部分。

目标用户提供的部分为：

$$\begin{aligned} I_0 &= \sqrt{2P_0}\int_{t=0}^{T_b} a_k^2(t)b_k(t)\cos^2(\omega_c t)\,dt \\ &= \sqrt{\frac{P_0}{2}}\int_{t=0}^{T_b}\left(\sum_{j=-\infty}^{\infty} b_{k,i}\Pi\left(\frac{t-iT_b}{T_b}\right)\right)(1+\cos(2\omega_c t)\,dt \\ &= \sqrt{\frac{P_0}{2}}b_{k,0}\int_{t=0}^{T_b}(1+\cos(2\omega_c t))\,dt \\ &\approx \sqrt{\frac{P_0}{2}}b_{k,0}T_b \end{aligned} \tag{C.9}$$

噪声项 η 为：

$$\eta = \int_{t=0}^{T_b} n(t)a_0(t)\cos(\omega_c t)\,dt \tag{C.10}$$

假定 $n(t)$是具有两面边功率谱密度 $N_0/2$ 的白色高斯噪声。η 项为：

$$\mu_\eta = E[\eta] = \int_{t=0}^{T_b} E[n(t)]a_0(t)\cos(\omega_c t)\,dt = 0 \tag{C.11}$$

η 偏差为：

$$\begin{aligned} \sigma_\eta^2 &= E[(\eta-\mu_\eta)^2] = E[\eta^2] \\ &= E\left[\int_{\lambda=0}^{T_b}\int_{t=0}^{T_b} n(t)n(\lambda)a_0(t)a_0(\lambda)\cos(\omega_c t)\cos(\omega_c\lambda)\,dtd\lambda\right] \\ &= \int_{\lambda=0}^{T_b}\int_{t=0}^{T_b} E[n(t)n(\lambda)]a_0(t)a_0(\lambda)\cos(\omega_c t)\cos(\omega_c\lambda)\,dtd\lambda \\ &= \int_{\lambda=0}^{T_b}\int_{t=0}^{T_b} \frac{N_0}{2}\delta(t-\lambda)a_0(t)a_0(\lambda)\cos(\omega_c t)\cos(\omega_c\lambda)\,dtd\lambda \\ &= \frac{N_0}{2}\int_{t=0}^{T_b} a_0^2(t)\cos^2(\omega_c t)\,dt = \frac{N_0}{2}\int_{t=0}^{T_b}(1+\cos(\omega_c t))\,dt \\ &= \frac{N_0}{4}\left(T_b+\frac{1}{2\omega_c}\sin(2\omega_c T_b)\right) \approx \frac{N_0T_b}{4} \qquad \text{对于 } \omega_c >> \frac{2}{T_b} \end{aligned} \tag{C.12}$$

式(C.8)中的第三部分 ζ 表示多址干扰对判决统计的贡献。ζ 是 $K-1$ 项 I_k 的和：

$$\zeta = \sum_{k=1}^{k-1} I_k \tag{C.13}$$

其中每项为：

$$I_k = \int_{t=0}^{T_b} \sqrt{2P_k}b_k(t-\tau_k)a_k(t-\tau_k)a_0(t)\cos(\omega_c t+\varphi_k)\cos(\omega_c t)\,dt \tag{C.14}$$

有必要简化式(C.14)，来检验多址干扰对单个用户(为简便起见，即用户 0)的平均误码率

的影响。$b_k(t-\tau_k)$，$a_k(t-\tau_k)$及 $a_0(t)$之间的关系在图 C.2 中表示。

图 C.2 中的 γ_k 和 Δ_k 大小的确定出自用户 k 相对于用户 0 的延迟 τ_k，即[Pur77]：

$$\tau_k = \gamma_k T_C + \Delta_k \qquad 0 \leq \Delta_k < T_c \tag{C.15}$$

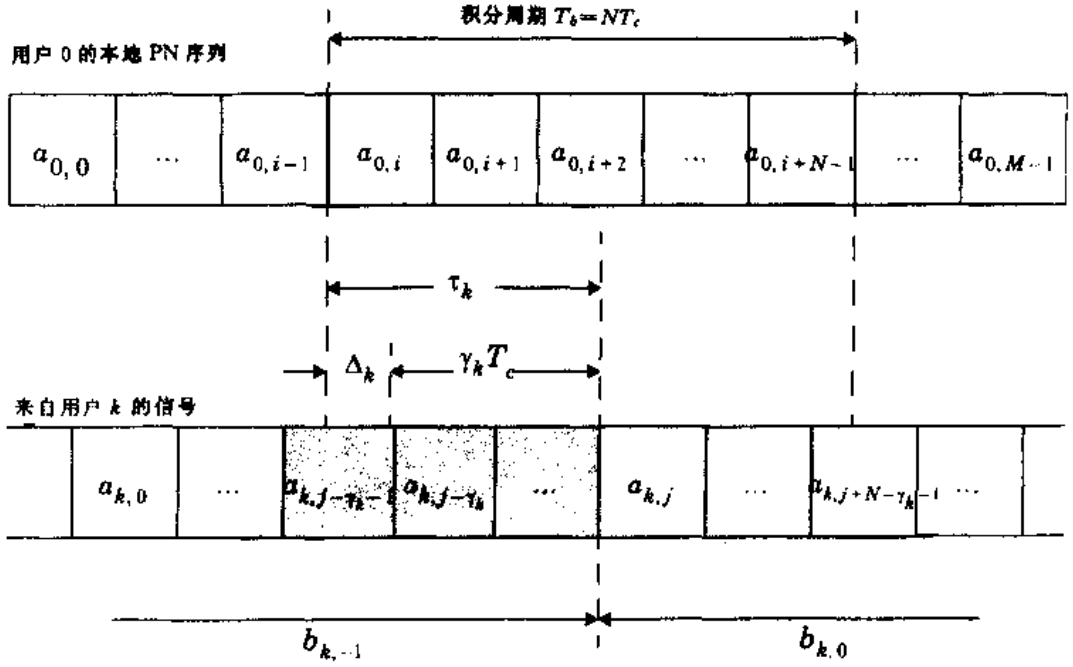


图 C.2　用户 0 的本地 PN 序列 $a_0(t)$及来自用户 k 的接收信号 $s_k(t-\tau_k)$的时序

第 k 个干扰用户对判决统计的贡献为[Leh87]、[Mor89b]：

$$I_k = T_c \sqrt{\frac{P_k}{2}} \cos\varphi_k \left\{ \left(X_k + \left(1 - \frac{2\Delta_k}{T_c}\right) Y_k \right) + \left(1 - \frac{\Delta_k}{T_c}\right) U_k + \left(\frac{\Delta_k}{T_c}\right) V_k \right\} \tag{C.16}$$

其中 X_k，Y_k，U_k 和 V_k 在 A，B 上的分布为：

$$P_{X_k}(l) = \binom{A}{\frac{l+A}{2}} 2^{-A} \qquad l = -A, -A+2, \ldots, A-2, A \tag{C.17}$$

$$P_{Y_k}(l) = \binom{B}{\frac{l+B}{2}} 2^{-B} \qquad l = -B, -B+2, \ldots, B-2, B \tag{C.18}$$

$$P_{U_k}(l) = \frac{1}{2} \qquad l = -1, 1 \tag{C.19}$$

$$P_{V_k}(l) = \frac{1}{2} \qquad l = -1, 1 \tag{C.20}$$

有必要展开式(C.16)，利用鉴名序列的统计特征，来确定多址干扰对特定目标用户误码率的影响(见[Leh87]、[Mor89b])。由此导出式(C.17)至式(C.20)。

为导出式(C.17)至式(C.20)，假定码片是矩形方波，参照图 C.2，式(C.16)可改写为：

$$I_k = \sqrt{\frac{P_k}{2}}\cos\varphi_k \tag{C.21}$$
$$\times\left\{\left(b_{k,-1}\sum_{l=j-\gamma_k}^{j-1}a_{k,l}a_{0,l+i-j+\gamma_k}+b_{k,0}\sum_{l=j}^{j+N-\gamma_k-1}a_{k,l}a_{0,l-j+i+\gamma_k}\right)(T_c-\Delta_k)\right.$$
$$\left.+\left(b_{k,-1}\sum_{l=j-\gamma_{k-1}}^{j-1}a_{k,l}a_{0,l+i-j+\gamma_k+1}+b_{k,0}\sum_{l=j}^{j+N-\gamma_k-2}a_{k,l}a_{0,l-j+i+\gamma_k+1}\right)\Delta_k\right\}$$

可改写为：

$$I_k = T_c\sqrt{\frac{P_k}{2}}\cos\varphi_k \tag{C.22}$$
$$\times\left\{\left(b_{k,-1}\sum_{l=0}^{\gamma_k-1}a_{k,l+j-\gamma_k}a_{0,l+i}+b_{k,0}\sum_{l=\gamma_k}^{N-1}a_{k,l+j-\gamma_k}a_{0,l+i}\right)\left(1-\frac{\Delta_k}{T_c}\right)\right.$$
$$\left.+\left(b_{k-1}\sum_{l=-1}^{\gamma_k-1}a_{k,l+j-\gamma_k}a_{0,l+i+1}+b_{k,0}\sum_{l=\gamma_k}^{N-2}a_{k,l-j-\gamma_k}a_{0,l+i+1}\right)\left(\frac{\Delta_k}{T_c}\right)\right\}$$

由此可得出[Leh87]：

$$I_k = T_c\sqrt{\frac{P_k}{2}}\cos\varphi_k \tag{C.23}$$
$$\times\left\{\left(\sum_{l=0}^{\gamma_k-1}b_{k,-1}a_{k,l+j-\gamma_k}a_{l+i}+\right.\right.$$
$$\left.\sum_{l=\gamma_k}^{N-2}b_{k,0}a_{k,l+j-\gamma_k}a_{0,l+i}+b_0a_{k,N-1+j-\gamma_k}a_{0,N-1+i}\right)\left(1-\frac{\Delta_k}{T_c}\right)$$
$$+\left(\sum_{l=0}^{\gamma_k-1}b_{k,-1}a_{k,l+j-\gamma_k}+a_{0,l+i+1}+\right.$$
$$\left.\left.\sum_{l=\gamma_k}^{N-2}b_{k,0}a_{k,l+j-\gamma_k}a_{0,l+i+1}+b_{-1}a_{k,j-\gamma_k-1}a_{0,i}\right)\left(\frac{\Delta_k}{T_c}\right)\right\}$$

Lehnert 定义随机变量 $Z_{k,j}$为[Leh87]：

$$Z_{k,l}=\begin{cases}b_{k,-1}a_{k,l+j-\gamma_k}a_{0,l+i} & l=0,\gamma_k-1\\ b_{k,0}a_{k,l+j-\gamma_k}a_{0,l+i} & l=\gamma_k,N-2\\ b_{k,0}a_{k,N-l+j-\gamma_k}a_{0,N-1+i} & l=N-1\\ b_{k,-1}a_{k,j-\gamma_k-1}a_{0,i} & l=N\end{cases} \tag{C.24}$$

其中，每个 $Z_{k,j}$是独立的 Bernoulli 试验，在$\{-1,1\}$上均匀分布。

利用式(C.24)及，$a_{0,l}a_{0,l}=1$，式(C.23)展开为：

$$I_k = T_c\sqrt{\frac{P_k}{2}}\cos\varphi_k\times\left\{\left(\sum_{l=0}^{N-2}Z_{k,l}\left(\left(1-\frac{\Delta_k}{T_c}\right)+a_{0,l+i}a_{0,l+i+1}\left(\frac{\Delta_k}{T_c}\right)\right)\right)\right.$$
$$\left.+Z_{k,N-1}\left(1-\frac{\Delta k}{T_c}\right)+Z_{k,N}\left(\frac{\Delta_k}{T_c}\right)\right\} \tag{C.25}$$

令 $\mathcal{A}$ 为$[0,N-2]$上 $a_{0,l+i}a_{0,l+i+1}=1$ 的所有整数的集合。类似地，$\mathcal{B}$为$[0,N-2]$上，

$a_{0,l+i}a_{0,l+i+1}=-1$ 的所有整数的集合。则式(C.25)可表示为：

$$I_k = T_c\sqrt{\frac{P_k}{2}}\cos\varphi_k\left\{\left(\sum_{l\in\mathcal{A}}Z_{k,l}+(1-2\Delta_k/T_c)\sum_{l\in\mathcal{B}}Z_{k,l}\right)\right.$$
$$\left.+Z_{k,N-1}\left(1-\frac{\Delta_k}{T_c}\right)+Z_{k,N}\left(\frac{\Delta_k}{T_c}\right)\right\} \tag{C.26}$$

现定义：

$$X_k=\sum_{l\in\mathcal{A}}Z_{k,l} \tag{C.27}$$

$$Y_k=\sum_{l\in\mathcal{B}}Z_{k,l} \tag{C.28}$$

$$U_k=Z_{k,N-1} \tag{C.29}$$

$$V_k=Z_{k,N} \tag{C.30}$$

注意到$\{Z_{k,l}\}$是独立 Bernoulli 试验的集合[Coo86]，每个取值都在$[-1,1]$上均匀分布。若以 A 表示集合 $\mathcal{A}$ 的元素数目，B 可表示集合 $\mathcal{B}$ 的元素数目，则 X_k 和 Y_k 的概率密度函数为：

$$P_{X_k}(l)\left(\frac{A}{\frac{l+A}{2}}\right)2^{-A}\qquad l=-A,-A+2,\ldots,A-2,A \tag{C.31}$$

$$P_{Y_k}(l)\left(\frac{B}{\frac{l+B}{2}}\right)2^{-B}\qquad l=-B,-B+2,\ldots,B-2,B \tag{C.32}$$

数 U_k 和 V_k 分布为：

$$P_{U_k}(l)=\frac{1}{2}\qquad l=-1.1 \tag{C.33}$$

$$P_{V_k}(l)=\frac{1}{2}\qquad l=-1.1 \tag{C.34}$$

则由特定多址干扰源对判定统计的影响可完全由式(C.16)至(C.20)中的量 P_k、φ_k、Δ_k、A 和 B 等确定。注意 A 和 B 只取决于用户 0 的序列。此外，因 A 和 B 相邻且遍历所有可能的长度为 N 的鉴字序列，其中共有 $N-1$ 种可能的码片电平转换，所以 $A+B=N-1$。

C.1 高斯近似

利用高斯近似来确定二进制 CDMA 多址接入通信系统的误码率是基于如下的设定，即由式(C.8)给出的判决统计 Z_0 可以视为一个高斯随机变量[Pur77]、[Mor89b]。式(C.8)的第一项 I_0 是确定的，其值由式(C.9)给出。Z_0 其他两项(即，ζ 和 η)可视为零均值高斯随机变量。假定加性接收机噪声 $n(t)$是一个带通高斯噪声，则由式(C.10)给出的 η 是一个零均值高斯随机变量。本节根据这一假定，即多址干扰项 ζ 可近似为一个高斯随机变量，导出误码率的表达式。

首先定义一个联合噪声的干扰项 ξ，即：

$$\xi = \zeta + \eta \tag{C.35}$$

则判决统计 Z_0 为：

$$Z_0 = I_0 + \xi \tag{C.36}$$

其中，Z_0 是高斯随机变量，均值为 I_0，偏差等于 ξ 的偏差 δ_ξ^2

在确定一个接收比特的值时，出错的概率等同于下列情况的概率，即当 I_0 为正数时，$\zeta < -I_0$；或者 I_0 为负数时，$\zeta > I_0$。由于这种结构，ξ 呈对称分布，两种情况等概发生。这样出错概率等于 $\xi > |I_0|$ 的概率。若 ξ 是零均值高斯随机变量，偏差为 δ_ξ^2，则误比特概率为：

$$\begin{aligned} P_e &= \int_{|I_0|}^{\infty} P_\xi(x)\,dx \\ &= \int_{|I_0|}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\xi} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma_\xi^2}\right) dx \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{|I_0|/\sigma_\xi}^{\infty} \exp\left(\frac{-u^2}{2}\right) du \\ &= Q\left(\frac{|I_0|}{\sigma_\xi}\right) \end{aligned} \tag{C.37}$$

其中，Q 函数在附录 D 中定义。利用式(C.9)，可重写为：

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{P_0 T_b^2}{2\sigma_\xi^2}}\right) \tag{C.38}$$

假定多址干扰对判决统计的贡献 ξ 可视为零均值高斯随机变量，偏差 δ_ξ^2，噪声对判决统计的贡献 η 视为零均值高斯噪声过程，偏差 $\delta_\eta^2 = N_0 T_b/4$，因为噪声和多址干扰是独立的，$\xi$ 偏差为：

$$\sigma_\xi^2 = \sigma_\zeta^2 + \sigma_\eta^2 \tag{C.39}$$

以下证明 ζ 的高斯近似，及确定 δ_ξ^2 的值。

利用式(C.13)和式(C.16)，全部多址干扰对用户 0 的判决统计的贡献为：

$$\zeta = \sum_{k=1}^{K-1} T_c \sqrt{\frac{P_k}{2}} \cos\varphi_k \left\{ X_k + \left(1 - \frac{2\Delta_k}{T_c}\right) Y_k + \left(1 - \frac{\Delta_k}{T_c}\right) U_k + \left(\frac{\Delta_k}{T_c}\right) V_k \right\} \tag{C.40}$$

表示为：

$$\zeta = \sum_{k=1}^{K-1} W_k T_c \sqrt{\frac{P_k}{2}} \cos\varphi_k \tag{C.41}$$

其中

$$W_k = X_k + \left(1 - \frac{2\Delta_k}{T_c}\right) Y_k + \left(1 - \frac{\Delta_k}{T_c}\right) U_k + \left(\frac{\Delta_k}{T_c}\right) V_k \tag{C.42}$$

X_k 和 Y_k 的确切分布由式(C.17)和式(C.18)给出，U_k 和 V_k 的分布由式(C.19)和式(C.20)

给出。注意对给定的 Δ_k，W_k 只能取离散值（$(N-1)B-B^2+6$ 的最大值）。

可以利用中心极限定理(CLT)[Sta86]、[Coo86]来证明 ζ 可以近似为一个高斯随机变量。CLT 考虑大量相同分布随机变量 x_i 的正态和，其中 y 是正态随机变量。

$$y=\frac{1}{\sqrt{M}}\sum_{i=0}^{M-1}(x_i-\mu) \tag{C.43}$$

每个 x_i 具有均值 μ 及偏差 σ^2。当 M 很大时，随机变量 y 近似为正态分布(具有零均值和单位偏差的高斯分布)。要证明干扰功率水平不相等或不是常数时的高斯近似，需要考虑 Stark 和 Woods[Sta86]给出的 CLT 的更一般的定义。

CLT[Sta86]的更一般的叙述为：

$$y=\sum_{i=0}^{M-1}x_i \tag{C.44}$$

是 M 个随机变量 x_i 的和，x_i 不需具有相同分布，但必须是独立的，每个 x_i 均值为 μ_{x_i}，偏差 $\sigma^2_{x_i}$。这样如果：

$$\sigma^2_{xj}<<\sigma^2_y=\sum_{i=0}^{M-1}\sigma^2_{x_i}\qquad j=0\ldots M-1 \tag{C.45}$$

则当 M 增大时，y 接近于一个高斯随机变量。

此外，y 的均值和偏差为

$$\mu_y=\sum_{i=0}^{M-1}\mu_{x_i} \tag{C.46}$$

$$\sigma^2_y=\sum_{i=0}^{M-1}\sigma^2_{x_i} \tag{C.47}$$

式(C.45)的条件等效于没有单个用户在整个多址干扰中起决定作用。

考虑到 ζ 的统计基于若干特定的条件，$K-1$ 延迟$\{\Delta_k\}$，$K-1$ 相移$\{\Phi_k\}$，$K-1$ 接收功率水平$\{P_k\}$，和用户 0 的 PN 序列的全部周期中码片转换数目。

可以看出对特定的一个操作条件集，每个多址干扰是不相关的[Leh87]：

$$\begin{aligned}var(\zeta\,|\,\{\Delta_k\},\{\varphi_k\},\{P_k\},B)&=E\left[\left(\sum_{k=1}^{K-1}I_k\right)^2\,\middle|\,\{\Delta_k\},\{\varphi_k\},\{P_k\},B\right]\\&=\sum_{k=1}^{K-1}E[\,I_k^2\,|\Delta_k,\varphi_k,P_k,B]\\&=\sum_{k=1}^{K-1}\frac{T_c^2P_k}{2}\cos^2\varphi_kE[\,W_k^2\,|\Delta_k,B]\end{aligned} \tag{C.48}$$

式(C.42)中的 X_k，Y_k，U_k 和 V_k 项是不相关的，则：

$$\begin{aligned}E[\,W_k^2\,|\Delta_k,B]&=E[\,X_k^2\,|B]+\left(1-\frac{2\Delta_k}{T_c}\right)^2E[\,Y_k^2\,|\,B]\\&+\left(1-\frac{\Delta_k}{T_c}\right)^2E[\,U_k^2]+\left(\frac{\Delta_k}{T_c}\right)^2E[\,V_k^2]\end{aligned} \tag{C.49}$$

注意到随机变量 U_k 和 V_k 以相同概率在$\{-1,+1\}$上取值，因此 $E[\,U_k^2]=1$，$E[\,V_k^2]=1$，且

$$E[W_k^2 \mid \Delta_k, B] = E[X_k^2 \mid B] + \left(1 - \frac{4\Delta_k}{T_c} + \frac{4\Delta_k^2}{T_c^2}\right) E[Y_k^2 \mid B] \tag{C.50}$$
$$+ 1 - \frac{2\Delta_k}{T_c} + \frac{2\Delta_k^2}{T_c^2}$$

其中，X_k 是 A 个独立的且分布为相同的 Bernoulli 试验的变量 x_i 的和，其中每个 x_i 等概地从 $\{-1, +1\}$ 取值。在式(C.31)中，A 是可能值 l 的数目，对于 $l \in [0, N-2]$，存在比特模式，$a_{0,l+i}a_{0,l+i+1} = 1$。i 是相对于 PN 序列的开始，检测到的比特码第一个码片的偏差，现在求解 $E[X_k \mid B]$

$$E[X_k^2 \ B] = E\left[\left(\sum_{i=0}^{A-1} x_i\right)^2\right] = \sum_{i=0}^{A-1} E[x_i^2] = A = N - B - 1 \tag{C.51}$$

其中，B 是比特转换(即 l 的值)的数目，且比特模式 $a_{0,l+i}a_{0,l+i+1} = -1$。对 Y_k，

$$E[Y_k^2 \mid B] = E\left[\left(\sum_{i=0}^{B-1} b_i\right)^2\right] = \sum_{i=0}^{B-1} E[b_i^2] = B \tag{C.52}$$

类似地，式(C.50)可改写为：

$$E[W_k^2 \mid \Delta_k, B] = N - B - 1 + \left(1 - \frac{4\Delta_k}{T_c} + \frac{4\Delta_k^2}{T_c^2}\right) B + \left(1 - \frac{2\Delta_k}{T_c} + \frac{\Delta_k^2}{T_c^2}\right) + \frac{\Delta_k^2}{T_c^2} \tag{C.53}$$
$$= N + 2(2B+1)\left(\left(\frac{\Delta_k}{T_c}\right)^2 - \frac{\Delta_k}{T_c}\right)$$

利用式(C.48)

$$E[I_k^2 \mid \Delta_k, \varphi_k, P_k, B] = T_c^2 P_k \cos^2 \varphi_k \left(\frac{N}{2} + (2B+1)\left(\left(\frac{\Delta_k}{T_c}\right)^2 - \frac{\Delta_k}{T_c}\right)\right) \tag{C.54}$$

对一个码片周期的 Δ_k 及 φ_k 取式(C.54)的期望值得：

$$E[I_k^2 \mid P_k, B] = \frac{T_c^2 P_k}{2}\left(\frac{N}{2} + (2B+1)\left(-\frac{1}{6}\right)\right) \tag{C.55}$$

最后，假定每个用户鉴名序列为随机的，在 B 上取式(C.55)的平均值，且 $E[B] = (N-1)/2$，对于接收功率水平 P_k，总多址干扰的偏差为

$$E[I_k^2 \mid P_k] = \frac{NT_c^2 P_k}{6} \tag{C.56}$$

若 $K-1$ 个干扰用户的功率水平集为常数，则：

$$\sigma_{I_k}^2 = \frac{NT_c^2 P_k}{6} \tag{C.57}$$

如果 $K-1$ 个 $\sigma_{I_k}^2$ 值满足式(C.45)，则当 $K-1$ 增大时，ζ 将变为零均值高斯随机变量。ζ 的偏差为：

$$\sigma_\zeta^2 = \frac{NT_c^2}{6} \sum_{k=1}^{K-1} P_k \tag{C.58}$$

式(C.36)的判决统计 Z_0 可视为一个高斯随机变量，其均值由式(C.9)确定，偏差由式

(C.39)确定：

$$\sigma_\xi^2 = \sigma_\zeta^2 + \sigma_\eta^2 \tag{C.59}$$
$$= \frac{NT_c^2}{6}\sum_{k=1}^{K-1} P_k + \frac{N_0 T_b}{4}$$

因此，由式(C.38)，平均误码率为：

$$P_e = Q\left(\frac{\sqrt{\frac{P_0}{2}}T_b}{\sqrt{\frac{NT_c^2}{6}\sum_{k=1}^{K-1}P_k + \frac{N_0 T_b}{4}}}\right) \tag{C.60}$$
$$= Q\left(\sqrt{\frac{1}{\frac{1}{3N}\sum_{k=1}^{K-1}\frac{P_k}{P_0} + \frac{N_0}{2T_b P_0}}}\right)$$

在典型的移动无线环境中，通信链路是干扰受限，而不是噪声受限的。对于干扰受限的情况，$\frac{N_0}{2T_b} << \frac{1}{3N}\sum_{K=1}^{K-1}P_k$，平均误码率为：

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{3N}{\sum_{k=1}^{K-1}P_k/P_0}}\right) \tag{C.61}$$

在非干扰受限情况中，对于理想功率控制，即对所有 $k = 1, \ldots K-1, P_k = P_0$，有：

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{1}{\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2T_b P_0}}}\right) \tag{C.62}$$

最后，对理想功率控制的干扰受限情形，式(C.62)可近似为：

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{3N}{K-1}}\right) \tag{C.63}$$

注意到式(C.60)中，是在假定多址干扰偏差取平均值后所得误码率。在下面 C.2 一节中，给出误码率的另一表达式，是在各种可能操作条件下求误码率的平均，而不是在平均的操作条件下求得的。

C.2 改进高斯近似(IGA)

C.1 节的表达式只在用户数 K 很大时才有效，而且依赖于 $K-1$ 个干扰用户功率水平的分布，当 K 很大时，如果式(C.45)不满足，仍不能将 ζ 视为一个高斯随机变量。

如果 C.1 节的高斯近似不准确，需要作进一步的分析。需要在每个用户的特定操作条件下，确定干扰项 I_k，然后 K 值变大，每个 I_k 成为高斯的。定义 Ψ 是特定操作条件下多址干扰的偏差：

$$\Psi = var(\zeta | (|\varphi_k|, |\Delta_k|, |P_k|, B)) \tag{C.64}$$

首先注意到多址干扰的条件偏差是一个随机变量。由式(C.60),假定多址干扰偏差取平均值时,求得误码率。对照式(C.37),若 Ψ 分布可知,则可以平均 Ψ 的全部可能值求出误码率。即:

$$P_e = E\left[Q\left(\sqrt{\frac{P_0 T_b^2}{2\Psi}}\right)\right] = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{P_0 T_b^2}{2\Psi}}\right) f_\Psi(\Psi)\, d\Psi \tag{C.65}$$

由式(C.48)和(C.54):

$$\Psi = \sum_{k=1}^{K-1} T_c^2 P_k \cos^2\varphi_k \left(\frac{N}{2} + (2B+1)\left(\left(\frac{\Delta_k}{T_c}\right)^2 - \frac{\Delta_k}{T_c}\right)\right) = \sum_{k=1}^{K-1} Z_k \tag{C.66}$$

其中

$$Z_k = \frac{T_c^2}{2} P_k U_k V_k \tag{C.67}$$

及

$$U_k = 1 + \cos(2\varphi_k) \tag{C.68}$$

$$V_k = \frac{N}{2} + (2B+1)\left(\left(\frac{\Delta_k}{T}\right)^2 - \frac{\Delta_k}{T_c}\right) \tag{C.69}$$

因 U_k, V_k 对所有 k 分布一致,可去掉下标得:

$$Z_k = \frac{T_c^2}{2} P_k UV = \frac{T_c^2}{2} P_k Z' \tag{C.70}$$

$$U = 1 + \cos(2\varphi) \tag{C.71}$$

$$V = \frac{N}{2} + (2B+1)\left(\left(\frac{\Delta}{T_c}\right)^2 - \frac{\Delta}{T_c}\right) \tag{C.72}$$

很明显 $E[Z'] = E[UV] = E[U]E[V] = N/3$。

U 的分布为[Mor896]:

$$f_U(u) = \frac{1}{\pi\sqrt{u(1-u)}} \qquad 0 < u < 2 \tag{C.73}$$

V 的分布为[Mor89b]:

$$f_{V|B}(v) = \frac{1}{\sqrt{\widetilde{B}(2v + \widetilde{B} - N)}} \qquad \frac{N - \widetilde{B}}{2} < v < \frac{N}{2} \tag{C.74}$$

其中 $\widetilde{B} = B + \frac{1}{2}$

U, V 乘积,记为 Z' 的分布为[Mor89b]:

$$f_{Z'|B}(z) = \frac{1}{2\pi\sqrt{\widetilde{B}z}} \ln\left(\frac{\sqrt{N-z} + \sqrt{\widetilde{B}}}{\sqrt{N-z} - \sqrt{\widetilde{B}}}\right) \qquad 0 < z \leq N, z \neq N - \widetilde{B} \tag{C.75}$$

在第 k 个用户接收功率为 P_k 条件下，Z_k 的分布为

$$f_{Z_k|B,P_k}(z)=\frac{2}{T_c^2P_k}f_{Z'|B}\left(\frac{2z}{T_c^2P_k}\right) \tag{C.76}$$

在式(C.75)中，令 $\hat{B}_k=(T_c^2P_k/2)(B+1/2)$ 及 $\hat{N}_k=NT_c^2P_k/2$，则：

$$f_{Z|B,P_k}(z)=\frac{1}{2\pi\sqrt{\hat{B}_K z}}\ln\left(\frac{\sqrt{\hat{N}_K-z}+\sqrt{\hat{B}_k}}{\sqrt{\hat{N}_K-z}-\sqrt{\hat{B}_k}}\right)\qquad 0<z\leq\hat{N}_k,\ z\neq\hat{N}_k-\hat{B}_k \tag{C.77}$$

因 Ψ 是 $K-1$ 个 Z_k 项之和，Ψ 的概率密度函数由卷积给出：

$$f_{\Psi|B,\{P_k\}}=f_{Z|B,P_1}(z)\otimes f_{Z|B,P_2}(z)\otimes\ldots\otimes f_{Z|B,P_{K-1}}(z) \tag{C.78}$$

若接收功率集$\{P_k\}$是确定而非随机的，可对每个 P_k的值解式(C.77)而求出式(C.78)数值，若接收功率是随机变量，可对干扰用户基于功率水平分布得出 $f_\Psi(\Psi)$的表达式。可假定每个用户的功率水平是相同并随机分布的，则 Z_k 项的分布也是一致的，且 $f_{Z_k|B}(Z)=f_{Z|B}(Z)$。假定接收干扰功率分布为 $f_p(p)$[Lib95]，则：

$$f_{Z|B}(z)=\int_0^\infty\frac{2}{T_c^2p}f_{Z'|B,P}\left(\frac{2z}{T_c^2p}\right)f_p(p)\,dp \tag{C.79}$$

则式(C.78)可为：

$$f_{\Psi|B}(\Psi)=f_{Z|B}(z)\otimes f_{Z|B}(z)\otimes\ldots\otimes f_{Z|B}(z) \tag{C.80}$$

及多址干扰偏差的概率密度函数为：

$$f_\Psi(\Psi)=E_B[f_{\Psi|B}(\Psi)]=2^{1-N}\sum_{j=0}^{N-1}\binom{N-1}{j}f_{\Psi|j}(\Psi) \tag{C.81}$$

可将(C.81)式用于式(C.65)的确定平均误码率，[Mor89b]显示这种方法在理想功率控制及干扰用户数非常少时是精确的。

式(C.65)假定为干扰受限情形。一般地，当噪声项较大时，

$$P_e=E\left[Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2\left(\Psi+\frac{N_0T_b}{4}\right)}}\right)\right]=\int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2\left(\Psi+\frac{N_0T_b}{4}\right)}}\right]f_\Psi(\Psi)\,d\Psi \tag{C.82}$$

因此，利用式(C.76)和式(C.79)，Morrow 和 Lehnert 的结果可以扩展到包括下列情形，即干扰用户的功率水平恒定却不相等，或者干扰用户的功率电平是独立和相同分布的随机变量[Lib94a]、[Lib95]。

C.3 改进高斯近似的简化表达式[SEIGA][Lib95]

C.2 节的表达式十分复杂并且要求相当多的计算时间。Holtzman[Hol92]提出在理想功率控制下求解式(C.65)及式(C.81)的方法。此外，他的结果由 Liberti[Lib94a]扩展，即将 $K-1$

个干扰用户的功率水平当作独立和相同分布的随机变量。本节将给出下列情形的结果，即干扰用户的接收功率是常数但不相同(可以代表宽带 CDMA 系统的情况)。

简化误码率表达式为下式，即连续函数 $f(x)$可写为：

$$f(x)=f(\mu)+(x-\mu)f'(\mu)+\frac{1}{2}(x-\mu)^2f''(\mu)+\cdots \tag{C.83}$$

如果 x 是随机变量，μ 是 x 的均值，则[Coo86]：

$$E[f(x)]=f(x)+\frac{1}{2}\sigma^2f''(x)+\cdots \tag{C.84}$$

其中 σ^2 是 x 的偏差。

为减少计算量，可用差分代替求导，即：

$$\begin{aligned}f(x)=f(\mu)+(x-\mu)\left(\frac{f(\mu+h)-f(\mu-h)}{2h}\right)\\+\frac{1}{2}(x-\mu)^2\left(\frac{f(\mu+h)-f(\mu)+f(\mu-h)}{h^2}\right)+\cdots\end{aligned} \tag{C.85}$$

可得近似式：

$$E[f(x)]\approx f(\mu)+\frac{\sigma^2}{2}\left(\frac{f(\mu+h)-2f(\mu)+f(\mu-h)}{h^2}\right) \tag{C.86}$$

在[Hol92]中，建议 h 可取为$\sqrt{3}\delta$，得：

$$E[f(x)]\approx\frac{2}{3}f(\mu)+\frac{1}{6}f(\mu+\sqrt{3}\sigma)+\frac{1}{6}f(\mu-\sqrt{3}\sigma) \tag{C.87}$$

用近似解式(C.65)，得：

$$\begin{aligned}P_e&=E\left[Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2\Psi}}\right)\right]\\&\approx\frac{2}{3}Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2\mu_\Psi}}\right)+\frac{1}{6}Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2(\mu_\Psi+\sqrt{3}\sigma_\Psi)}}\right)+\frac{1}{6}Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2(\mu_\Psi-\sqrt{3}\sigma_\Psi)}}\right)\end{aligned} \tag{C.88}$$

其中，μ_Ψ 是在特定操作条件下多址干扰 Ψ 的均值，σ_Ψ^2 是 Ψ 的偏差，多址干扰 Ψ 的平均偏差由式(C.66)给出。若来自 $K-1$ 干扰用户的接收功率是以均值 μ_p、偏差 σ_Ψ^2 相同分布，则利用式(C.70)式至(C.72)的关系，Ψ 的均值可得：

$$\mu_\Psi=\sum_{k=1}^{K-1}E[Z_k]=\frac{T_c^2E[UV]}{2}\sum_{k=1}^{K-1}E[P_k]=\frac{T_c^2N}{6}(K-1)\mu_p \tag{C.89}$$

利用式(C.89)，Ψ 的偏差可得：

$$\begin{aligned}\sigma_\Psi^2&=E[(\sum_{k=1}^{K-1}Z_k)^2]-\mu_\Psi^2\\&=(K-1)E[Z_k^2]+(K-1)(K-2)E[Z_kZ_j]-\mu_\Psi^2\\&=(K-1)\frac{T_c^4E[P_k^2]}{160}(7N^2+2N-2)+(K-1)(K-2)\frac{T_c^4E[P_kP_j]}{144}(4N^2+N-1)-\mu_\Psi^2\end{aligned} \tag{C.90}$$

$$= (K-1)\left(\frac{T_c^4}{4}\right)\left[\left(\frac{63N^2+18N-18}{360}\right)(\sigma_p^2+\mu_p^2)+\left(\frac{10(K-2)(N-1)-40N^2}{360}\right)\mu_p^2\right]$$

$$= (K-1)\left(\frac{T_c^4}{4}\right)\left[\frac{7N^2+2N-2}{40}\sigma_p^2+\left(\frac{23N^2}{360}+N\left(\frac{1}{20}+\frac{K-2}{36}\right)-\frac{1}{20}-\frac{K-2}{36}\right)\mu_p^2\right]$$

其中，μ_p 是每个干扰用户接收功率的均值，σ_p^2 是接收功率的偏差。

式(C.89)和式(C.90)的表达式由 Liberti[Lib94a]给出，比 Holtzman[Hol92]给出的结果更为普遍，因为他考虑了干扰用户功率水平是独立和相同分布随机变量的情况。

注意到式(C.88)只在 $\mu_\Psi > \sqrt{3}\sigma_\Psi$ 时有效，以保证第三项的分母是正的。这就要求限制：

$$\frac{\sigma_p^2}{\mu_p^2} < \frac{10K(4N^2-3N+3)-(109N^2-6N+6)}{27(7N^2+2N-2)} \tag{C.91}$$

除限定 σ_p^2/μ_p^2 外，式(C.91)还限定了解式(C.88)时用户的最低数量 K，因为 σ_p^2 和 μ_p^2 都是正值。考察式(C.91)可知，无论 σ_p 和 μ_p 那什么值，对 $N \geq 7$，K 必须大于 2 才能使用式(C.88)。对 $N < 7$，K 必须大于 3。对多数实际系统 $N \geq 7$，因而在单个干扰用户的情形下不能解出式(C.88)，注意到这是信噪比无穷大的情形。本节后面部分，可以看到对于有限的 E_b/N_0，改进高斯近似的简化式可在某些条件下用于 $K=2$ 情形。这样，表示 $K=2$ 的误码率时，C.2 节的改进高斯近似(IGA)可以使用，并且对于随机功率，式(C.91)可以用来确定允许的最小 K 值。

对于式(C.91)不满足的情况，可以在式(C.86)中使用小于$\sqrt{3}\sigma$ 的 h 值。但当 h 值减小时，改进高斯近似的简化表达就接近式(C.60)的高斯近似，对较小的用户数目，结果会较不精确。

对于理想功率控制的特殊情形，即所有用户有相同的功率水平，且不是随机的，式(C.90)可以使用 $\sigma_p^2 = 0$ 的条件。特别地，对 $\mu_p = 2$ 和 $\sigma_p^2 = 0$，码片周期归一化为 $T_c = 1$，Holtzman[Hol92]得出式(C.89)和式(C.90)的结果：

$$\mu_\Psi = \frac{N}{3}(K-1) \tag{C.92}$$

$$\sigma_\Psi^2 = (K-1)\left[\frac{23N^2}{360}+N\left(\frac{1}{20}+\frac{K-2}{36}\right)-\frac{1}{20}-\frac{K-2}{36}\right] \tag{C.93}$$

当 $K-1$ 干扰用户具有恒定但不相等的功率水平，Ψ 的均值和偏差为：

$$\mu_\Psi = \frac{NT_c^2}{6}\sum_{k=1}^{K-1}P_k \tag{C.94}$$

$$\sigma_\Psi^2 = \frac{T_c^4}{4}\left[\left(\frac{23N^2+18N-18}{360}\sum_{k=1}^{K-1}P_k^2\right)+\left(\frac{N-1}{36}\sum_{k=1}^{K-1}\sum_{\substack{j=1\\ j\neq k}}^{K-1}P_kP_j\right)\right] \tag{C.95}$$

在理想功率控制下，对所有 $k=1\ldots K-1$，$P_k=2$ 且归一化 $T_c=1$，式(C.94)和式(C.95)分别成为式(C.92)和式(C.93)。最后，在最一般情形中，每个用户的接收功率是均值 $\mu_{p;k}$ 和偏差 $\sigma_{p;k}^2$ 的随机变量，Ψ 的均值和偏差为：

$$\mu_\Psi = \frac{NT_c^2}{6}\sum_{k=1}^{K-1}\mu_{p;k} \tag{C.96}$$

$$\sigma_\Psi^2 = \frac{T_c^4}{4}\left[\left(\frac{23N^2+18N-18}{360}\sum_{k=1}^{K-1}\mu_{p;k}^2\right)+ \right. \tag{C.97}$$

$$+\left(\frac{N-1}{36}\sum_{k=1}^{K-1}\sum_{\substack{j=1\\ j\neq k}}^{K-1}\mu_{p;k}\mu_{p;j}\right)+\left(\frac{7N^2+2N-2}{40}\right)\sum_{k=1}^{K-1}\sigma_{p;k}^2\Bigg]$$

式(C.94)到式(C.97)的表达式归纳了 Holtzman[Hol92]在如下情况中的结果,即干扰用户的功率水平是不相等的常量,及干扰用户的功率水平是独立和非相同分布。注意到式(C.89)、式(C.90),以及式(C.96)、式(C.97)对任何具有相应均值和偏差的功率水平分布都成立。

在噪声项较大时,式(C.88)可以改写为[Hol92]:

$$P_e = E\left[Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2\left(\Psi+\frac{N_0T_b}{4}\right)}}\right)\right] \tag{C.98}$$

$$\approx\frac{2}{3}Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2\left(\mu_\Psi+\frac{N_0T_b}{4}\right)}}\right)$$

$$+\frac{1}{6}Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2\left(\mu_\Psi+\sqrt{3}\sigma_\Psi+\frac{N_0T_b}{4}\right)}}\right)+\frac{1}{6}Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2\left(\mu_\Psi-\sqrt{3}\sigma_\Psi+\frac{N_0T_b}{4}\right)}}\right)$$

与前述相比,求式(C.98)时,对 K 的要求比式(C.88)中要宽松。特别是对给定 μ_p,对 σ_p 的要求为:

$$\sigma_p^2<\left([10K(4N^2-3N+3)-(109N^2-6N+6)]\mu_p^2+\frac{120\mu_pN^2N_0}{T_c^2}\right. \tag{C.99}$$

$$\left.+\frac{90N_0^2N^2}{(K-1)T_c^4}\right)\div(27(7N^2+2N-2))$$

对不同的 E_b/N_0 值检验式(C.99),及其表 C.1 中的值。注意到 $N_{\min}$可以近似为 0.24(E_b/N_0),此时 E_b/N_0 取线性单位(非 dB)。表 C.1 中,当 N 大于 $N_{\min}$时,必须以适当的 μ_p 和 σ_p 满足式(C.99)以得到使用式(C.98)的一个解。

表 C.1 在单个干扰用户时,对给定 E_b/N_0 求解式(C.98)所要求的最小 N 值

E_b/N_0 (dB)	$N_{\min}$	E_b/N_0 (dB)	$N_{\min}$
0.0	1	17.0	12
3.0	1	20.0	23
7.0	2	23.0	44
10.0	3	27.0	106
13.0	6	30.0	211

这一方法可用于 Holtzman 的研究[Hol92],包括非理想功率控制的情形。图 C.3 和图C.4 显示利用本附录描述的不同方法,分析单小区 CDMA 系统得到的平均误码率。所示结果中所用的处理增益 N 为每比特 31 个码片。

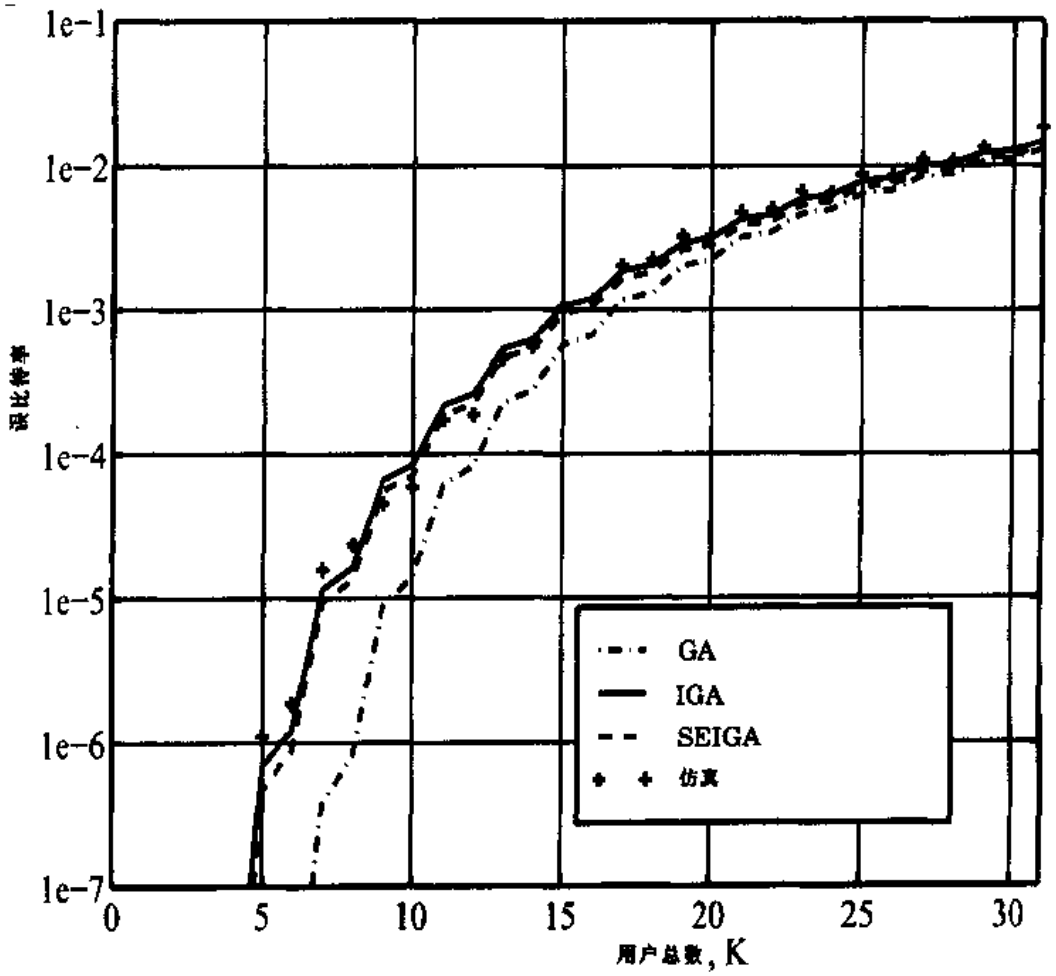


图 C.3　对特定用户所计算的,作为总系统用户数的函数的平均误码率的比较($N=31$)。假定所有 K 用户功率水平固定。$K_2=[K/2]$个用户具有功率水平 $P_0/4$。剩余 $K_1=K-1-K_2$ 个用户具有与给定用户相同的功率水平 P_0。注意到 SEIGA 的结果与 IGA 相近。曲线阶梯上升是因为用户增加,且交替具有高或低的功率水平

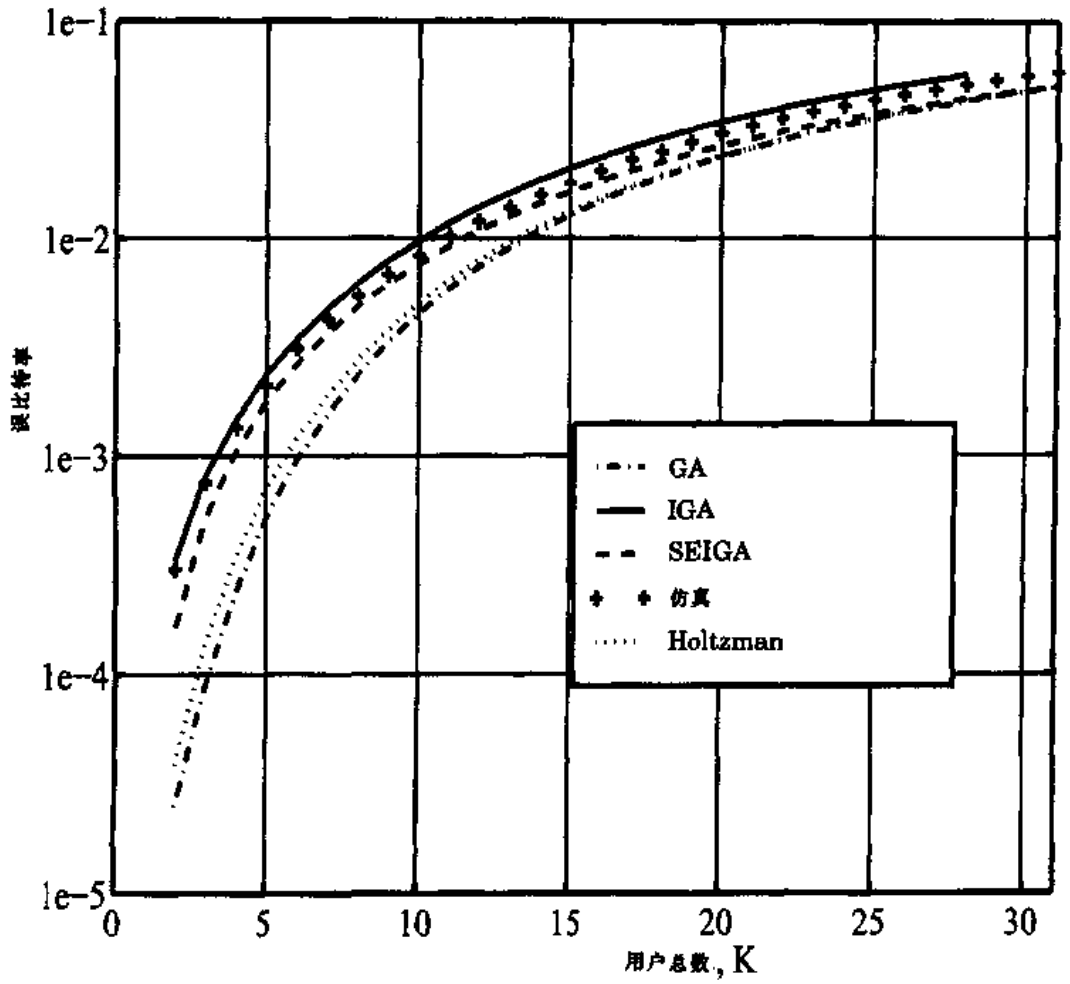


图 C.4　当干扰用户具有随机但相同分布功率水平时，GA，IGA，及 SEIGA 的比较。干扰功率水平为标准偏差 5dB 的对数正态分布。给定用户的功率电平恒定且等于每个单独干扰用户功率水平的均值。标记为"Holtzman"的曲线代表式(C.88)给出的[Hol92] 中的计算。注意到[Lib94a]给出的 Holtzman 计算的一般化结果，SEIGA 更接近于 IGA

附录 D　Q,erf 和 erfc 函数

D.1　Q 函数

计算涉及一个高斯过程的概率时,需要找出高斯(正态)概率密度函数曲线下的面积,如图 D.1 所示。

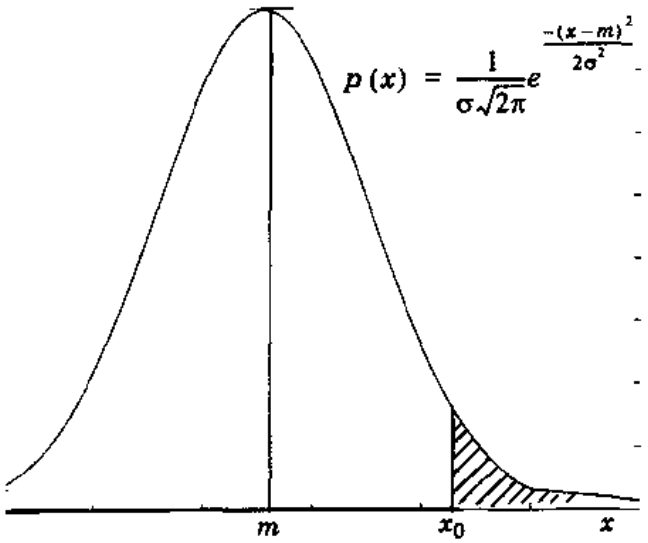


图 D.1　高斯概率密度函数,阴影面积为一个高斯随机变量的 $Pr(x \geq x_0)$

图 D.1 显示一个高斯随机变量 x 超过 x_0 的概率,$Pr(x \geq x_0)$,它可以表示为:

$$Pr(x \geq x_0) = \int_{x_0}^{\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(x-m)^2/(2\sigma^2)} dx \tag{D.1}$$

式(D.1)中的高斯概率密度函数不能以闭式积分。

用下面的替换可以改写高斯密度函数:

$$y = \frac{x - m}{\sigma} \tag{D.2}$$

得出:

$$Pr\left(y > \frac{x_0 - m}{\sigma}\right) = \int_{\left(\frac{x_0 - m}{\sigma}\right)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy \tag{D.3}$$

其中,式(D.3)右边视为正态高斯概率密度函数,即均值为 0,标准偏差 1。式(D.3)的积分式可表示为 Q 函数,令:

$$Q(z) = \int_{z}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy \tag{D.4}$$

则式(D.1)、式(D.3)可写为：

$$P\left(y > \frac{x_0 - m}{\sigma}\right) = Q\left(\frac{x_0 - m}{\sigma}\right) = Q(z) \tag{D.5}$$

Q 函数受限于下列两个解析表达式：

$$\left(1 - \frac{1}{z^2}\right) \frac{1}{z\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2} \leq Q(z) \leq \frac{1}{z\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2}$$

对大于 3.0 的 z 值，两个边界非常接近 $Q(z)$。

Q(z)的两个重要性质是：

$$Q(-z) = 1 - Q(z) \tag{D.6}$$

$$Q(0) = 1/2 \tag{D.7}$$

$Q(z)$对 z 的图形，如图 D.2 所示。

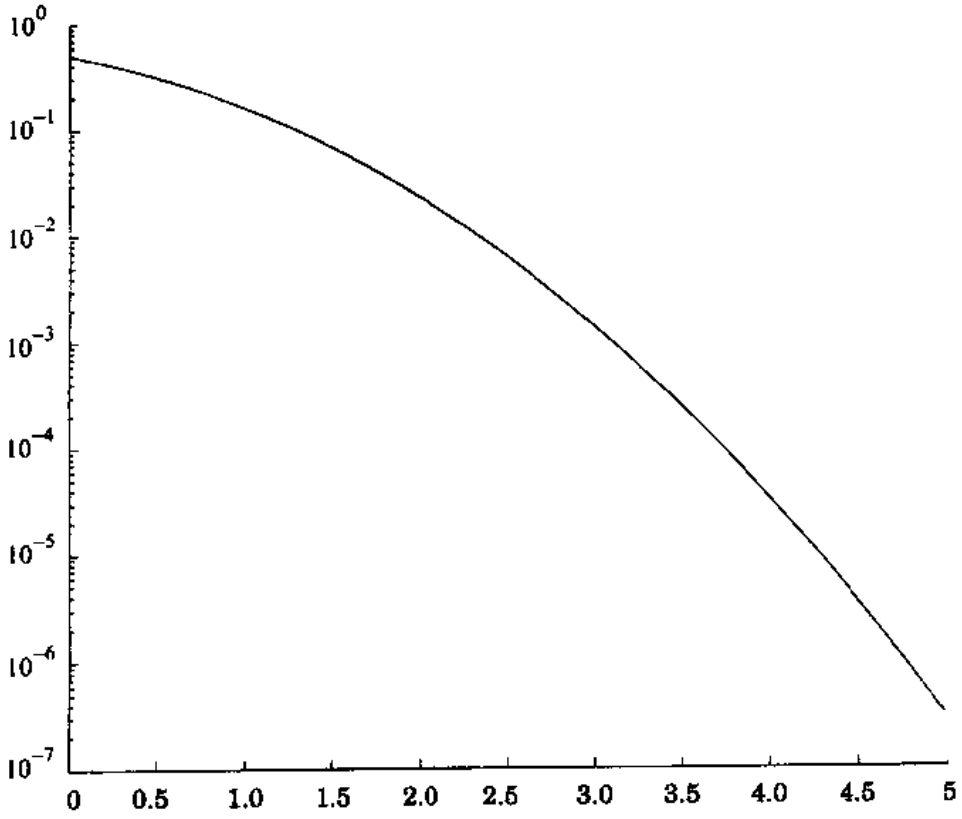


图 D.2　Q 函数图

对不同 z 值的 Q 函数，以表 D.1 给出。

表 D.1 Q 函数列表

z	$Q(z)$	z	$Q(z)$
0.0	0.50000	2.0	0.02275
0.1	0.46017	2.1	0.01786
0.2	0.42074	2.2	0.01390
0.3	0.38209	2.3	0.01072
0.4	0.34458	2.4	0.00820
0.5	0.30854	2.5	0.00621
0.6	0.27425	2.6	0.00466
0.7	0.24196	2.7	0.00347
0.8	0.21186	2.8	0.00256
0.9	0.18406	2.9	0.00187
1.0	0.15866	3.0	0.00135
1.1	0.13567	3.1	0.00097
1.2	0.11507	3.2	0.00069
1.3	0.09680	3.3	0.00048
1.4	0.08076	3.4	0.00034
1.5	0.06681	3.5	0.00023
1.6	0.05480	3.6	0.00016
1.7	0.04457	3.7	0.00011
1.8	0.03593	3.8	0.00007
1.9	0.02872	3.9	0.00005

D.2 erf 和 erfc 函数

误差函数(*erf*)定义为：

$$erf(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^z e^{-x^2}dx \tag{D.8}$$

余误差函数(*erfc*)为：

$$erfc(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_z^\infty e^{-x^2}dx \tag{D.9}$$

两者关系为

$$erfc(z) = 1 - erf(z) \tag{D.10}$$

Q 函数与 *erf*, *erfc* 的关系为：

$$Q(z)=\frac{1}{2}\left[1-erf\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right)\right]=\frac{1}{2}erfc\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right) \tag{D.11}$$

$$erfc(z)=2Q(\sqrt{2}z) \tag{D.12}$$

$$erf(z)=1-2Q(\sqrt{2}z) \tag{D.13}$$

式(D.11)至式(D.13)中的关系广泛用于误差概率计算。表 D.2 给出 *erf* 函数的值。

表 D.2　误差函数 *erf*(*z*)的列表

z	$erf(z)$	z	$erf(z)$
0.1	0.11246	1.6	0.97635
0.2	0.22270	1.7	0.98379
0.3	0.32863	1.8	0.98909
0.4	0.42839	1.9	0.99279
0.5	0.52049	2.0	0.99532
0.6	0.60385	2.1	0.99702
0.7	0.67780	2.2	0.99814
0.8	0.74210	2.3	0.99885
0.9	0.79691	2.4	0.99931
1.0	0.84270	2.5	0.99959
1.1	0.88021	2.6	0.99976
1.2	0.91031	2.7	0.99987
1.3	0.93401	2.8	0.99993
1.4	0.95228	2.9	0.99996
1.5	0.96611	3.0	0.99998

附录E 数学公式表

表 E.1 三角恒等式

$\sin(A \pm B) = \sin A\cos B \pm \cos A\sin B$

$\cos(A \pm B) = \cos A\cos B \mp \sin A\sin B$

$\cos A\cos B = (1/2)[\cos(A + B) + \cos(A - B)]$

$\sin A\sin B = (1/2)[\cos(A - B) - \cos(A + B)]$

$\sin A\cos B = (1/2)[\sin(A + B) + \sin(A - B)]$

$$\sin A + \sin B = 2\sin\left(\frac{A + B}{2}\right)\cos\left(\frac{A - B}{2}\right)$$

$$\sin A - \sin B = 2\sin\left(\frac{A - B}{2}\right)\cos\left(\frac{A + B}{2}\right)$$

$$\cos A + \cos B = 2\cos\left(\frac{A + B}{2}\right)\cos\left(\frac{A - B}{2}\right)$$

$$\cos A - \cos B = -2\sin\left(\frac{A + B}{2}\right)\sin\left(\frac{A - B}{2}\right)$$

$\sin 2A = 2\sin A\cos A$

$\cos 2A = \cos^2 A - 1 = 1 - 2\sin^2 A = \cos^2 A - \sin^2 A$

$\sin A/2 = \sqrt{(1 - \cos A)/2}$ $\quad \cos A/2 = \sqrt{(1 + \cos A)/2}$

$\sin^2 A = (1 - \cos 2A)/2$ $\quad \cos^2 A = (1 + \cos 2A)/2$

$\sin x = \dfrac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j}$ $\quad \cos x = \dfrac{e^{jx} + e^{-jx}}{2}$ $\quad e^{jx} = \cos x + j\sin x$

$A\cos(\omega t + \phi_1) + B\cos(\omega t + \phi_2) = C\cos(\omega t + \phi_3)$

其中

$C = \sqrt{A^2 + B^2 - 2AB\cos(\phi_2 - \phi_1)}$

$$\phi_3 = \tan^{-1}\left[\frac{A\sin\phi_1 + B\sin\phi_2}{A\cos\phi_1 + B\cos\phi_2}\right]$$

$\sin(\omega t + \phi) = \cos(\omega t + \phi - 90^\circ)$

$\cos(\omega t + \phi) = \sin(\omega t + \phi + 90^\circ)$

表 E.2 近 似 式

泰勒级数	$f(x) = f(a) + \dot{f}(a)\dfrac{(x - a)}{1!} + \ddot{f}(a)\dfrac{(x - a)^2}{2!} + \ldots$
马克劳林级数	$f(0) = f(0) + \dot{f}(0)\dfrac{x}{1!} + \ddot{f}(0)\dfrac{x^2}{2!} + \ldots$
当 x 很小时($x \ll 1$)	$\dfrac{1}{1 + x} \cong 1 - x$
	$(1 + x)^n \cong 1 + nx$ $\quad n \geq 1$
	$e^x \cong 1 + x$
	$\ln(1 + x) \cong x$
	$\sin(x) \cong x$
	$\cos(x) \cong 1 - \dfrac{x^2}{2}$
	$\tan(x) \cong x$

表 E.3 不定积分

$$\int \sin(ax)\,dx = -(1/a)\cos ax \qquad \int \cos(ax)\,dx = (1/a)\sin ax$$

$$\int \sin^2(ax)\,dx = \frac{x}{2} - \frac{\sin 2ax}{4a}$$

$$\int x\sin(ax)\,dx = (1/a^2)(\sin ax - ax\cos ax)$$

$$\int x^2\sin(ax)\,dx = (1/a^3)(2ax\cos ax + 2\cos ax - a^2x^2\cos ax)$$

$$\int \sin(ax)\sin(bx) = \frac{\sin(a-b)x}{2(a-b)} - \frac{\sin(a+b)x}{2(a+b)} \qquad (a^2 \neq b^2)$$

$$\int \sin(ax)\cos(bx) = -\left[\frac{\cos(a-b)x}{2(a-b)} + \frac{\cos(a+b)x}{2(a+b)}\right] \qquad (a^2 \neq b^2)$$

$$\int \cos(ax)\cos(bx) = \frac{\sin(a-b)x}{2(a-b)} - \frac{\sin(a+b)x}{2(a+b)} \qquad (a^2 \neq b^2)$$

$$\int e^{ax}dx = \frac{e^{ax}}{a}$$

$$\int xe^{ax}dx = \frac{e^{ax}}{a^2}(ax-1)$$

$$\int x^2e^{ax}dx = \frac{e^{ax}}{a^3}(a^2x^2 - 2ax + 2)$$

$$\int e^{ax}\sin(bx)\,dx = \frac{e^{ax}}{a^2+b^2}(a\sin(bx) - b\cos(bx))$$

$$\int e^{ax}\cos(bx)\,dx = \frac{e^{ax}}{a^2+b^2}(a\cos(bx) - b\sin(bx))$$

$$\int \cos^2 ax\,dx = \frac{x}{2} + \frac{\sin 2ax}{4a}$$

$$\int x\cos(ax)\,dx = (1/a^2)(\cos(ax) + ax\sin(ax))$$

$$\int x^2\cos(ax)\,dx = (1/a^3)(2ax\cos ax - 2\sin ax + a^2x^2\sin ax)$$

表 E.4 定 积 分

$$\int_0^\infty x^n e^{-ax}dx = \frac{n!}{a^{n+1}}$$

$$\int_0^\infty e^{-r^2x^2}x^2\,dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2r}$$

$$\int_0^\infty xe^{-r^2x^2}dx = \frac{1}{2r^2}$$

$$\int_0^\infty x^2e^{-r^2x^2}dx = \frac{\sqrt{\pi}}{4r^3}$$

$$\int_0^\infty x^ne^{-r^2x^2}dx = \frac{\Gamma[(n+1)/2]}{2r^{n+1}}$$

$$\int_0^\infty \frac{\sin ax}{x}dx = \frac{\pi}{2},\ 0,\ -\frac{\pi}{2} \qquad a>0,\ a=0,\ a<0$$

$$\int_0^\infty \frac{\sin^2 x}{x}dx = \frac{\pi}{2}$$

$$\int_0^\infty \frac{\sin^2 ax}{x^2}dx = |a|\frac{\pi}{2}$$

当 m 和 n 为整数：

$$\int_0^\pi \sin^2(mx)\,dx = \int_0^\pi \sin^2(x)\,dx = \int_0^\pi \cos^2(mx)\,dx = \int_0^\pi \cos^2(x)\,dx = \frac{\pi}{2}$$

$$\int_0^\pi \sin(mx)\cos(nx)\,dx = \begin{cases} \dfrac{-2m}{m^2-n^2} & \text{当}(m+n)\text{为奇数} \\ 0 & \text{当}(m+n)\text{为偶数} \end{cases}$$

表 E.5 函　　数

矩形函数	$rect\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 & \lvert t\rvert \le T/2 \\ 0 & \lvert t\rvert > T/2 \end{cases}$
三角函数	$\Lambda\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1-\frac{\lvert t\rvert}{T} & \lvert t\rvert \le T \\ 0 & \lvert t\rvert > T \end{cases}$
阶跃函数	$u(t) = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$
符号函数	$sgn(t) = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ -1 & t < 0 \end{cases}$
冲激函数	$\delta(t) = \begin{cases} 1 & t = 0 \\ 0 & t \ne 0 \end{cases}$
贝塞尔函数	$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta\sin\theta - n\theta)}d\theta$
随机变量 X 的 n 次幂	$E[X^n] = \int_{-\infty}^{\infty} x^n P_X(x)\,dx$　　其中 $n = 0,1,2\ldots$ 且 $P_X(x)$ 是 x 的概率密度函数
X 的 n 次方差	$E[(X-\mu)^n] = \int_{-\infty}^{\infty}(x-\mu)^n P_X(x)\,dx$　　其中 $\mu = E[X]$
X 的方差	$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty}(x-\mu)^2 P_X(x)\,dx$　　其中 $\mu = E[X]$

表 E.6 概 率 函 数

离 散 分 布
二项分布
$Pr(k) = \binom{n}{k}p^k q^{n-k}$　　$k = 0,1,2,\ldots\ldots n$
$= 0$　　其他
$0 < p < 1, q = 1-p$

$$p(x)=\sum_{k=0}^{n}\binom{n}{k}p^k q^{n-k}\delta(x-k)$$

$$\bar{x}=np$$

$$\sigma_x^2=npq$$

泊松分布

$$Pr(k)=\frac{\lambda^k e^{-\lambda}}{k!}\qquad k=0,1,2,\ldots$$

$$p(x)=\sum_{k=0}^{n}\frac{\lambda^k e^{-\lambda}}{k!}\delta(x-k)$$

$$\bar{x}=\lambda$$

$$\sigma_x^2=\lambda$$

连 续 分 布

指数分布

$$p(x)=ae^{-ax}\qquad x>0$$

$$=0\qquad \text{其他}$$

$$\bar{x}=a^{-1}$$

$$\sigma_x^2=a^{-2}$$

高斯(正态)分布

$$p(x)=\frac{1}{\sigma_x\sqrt{2\pi}}\exp\left[\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma_x^2}\right]\qquad -\infty\leq x\leq\infty$$

$$E\{x\}=\bar{x}$$

$$E\{(x-\bar{x})^2\}=\sigma_x^2$$

双变量高斯(正态)分布

$$p(x,y)=\frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y\sqrt{1-\rho^2}}\exp\left\{-\frac{1}{2(1-\rho^2)}\left[\left(\frac{x-\bar{x}}{\sigma_x}\right)^2+\left(\frac{y-\bar{y}}{\sigma_y}\right)^2-\frac{2\rho}{\sigma_x\sigma_y}(x-\bar{x})(y-\bar{y})\right]\right\}$$

$$E\{x\}=\bar{x}$$

$$E\{y\}=\bar{y}$$

$$E\{(x-\bar{x})^2\}=\sigma_x^2$$

$$E\{(y-\bar{y})^2\}=\sigma_y^2$$

$$\rho=\frac{E[xy]-\mu_x\mu_y}{\sigma_x\sigma_y}\qquad \text{为相关系数}$$

$$E\{(x-\bar{x})(y-\bar{y})\}=\sigma_x\sigma_y\rho$$

Rayleigh 分布

高斯随机噪声包络的概率密度函数具有零均值,方差为 σ_n^2

$$p(r)=\frac{r}{\sigma_n^2}\exp[-r^2/\sigma_n^2]\qquad r\geq 0$$

$$E\{r\}=\bar{r}=\sigma_n\sqrt{\pi/2}$$

$$E\{(r-\bar{r})^2\}=\sigma_r^2=\left(2-\frac{\pi}{2}\right)\sigma_n^2$$

Rician 分布

幅值为 A 的正弦曲线与高斯噪声(零均值,方差为 σ^2)相迭加信号包络的概率密度函数

$$p(r)=\frac{r}{\sigma^2}\exp\left[\frac{(r^2-A^2)}{2\sigma^2}\right]I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right)\qquad r\geq 0$$

当 $A/\sigma >> 1$,可被近似为下列概率分布函数:

$$p(r)=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\exp\left[\frac{(r-A^2)}{2\sigma^2}\right]$$

均匀分布

$$p(x)=\begin{cases}\dfrac{1}{b-a} & a<x<b\\ 0 & \text{其他}\end{cases}$$

$$\bar{x}=\frac{a+b}{2}$$

$$\sigma_x^2=\frac{(b-a)^2}{12}$$

附录 F　缩略词

A

AC	Access Channel	接入信道
ACA	Adaptive Channel Allocation	自适应信道分配
ACF	Autocorrelation function	自相关函数
ACI	Adjacent Channel interference	邻信道干扰
ACK	Acknowledge	确认
ADM	Adaptive Delta Modulation	自适应△调制
ADPCM	Adaptive Digital Pulse Code Modulation	自适应数字脉码调制
AGCH	Access Grant Channel	允许接入信道
AIN	Advanced Intelligent Network	高级智能网
AM	Amplitude Modulation	调幅
AMPS	Advanced Mobile Phone Systems	高级移动电话系统
ANSI	American National Standards Institute	美国国家标准学会
APC	Adaptive Predictive Coding	自适应预测编码
ARDIS	Advance Radio Data Information Systems	高级无线数据信息系统
ARFCN	Absolute Radio Frequency Channel Numbers	绝对无线频率信道数
ARQ	Automatic Repeat Request	自动重复请求
ATC	Adaptive Transform Coding	自适应变换编码
ATM	Asynchronous Transfer Mode	异步传输模式
AUC	Authentication Center	验证中心
AWGN	Additive White Gaussian Noise	加性高斯白噪声

B

BER	Bit Error Rate	误比特率
BERSIM	Bit Error Rate Simulator	误比特率仿真
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem, also Broadcast Channel	广播信道
BCCH	Broadcast Control Channel	广播控制信道
BFSK	Binary Frequency Shift Keying	二进制频移键控
B-ISDN	Broadband Integrated Services Digital Network	宽带综合业务数字网
BIU	Base Station Interface Unit	基站接口单元

BOC	Bell Operating Company	贝尔运营公司
BPSK	Binary Phase Shift Keying	二进制相移键控
BRI	Basic Rate Interface	基本速率接口
BSC	Base Station Controller	基站控制器
BSIC	Base Station Identity Code	基站识别码
BSS	Base Station Subsystem	基站子系统
BT	3dB bandwidth-bit-duration produce for GMSK	GMSK 的 3dB 带宽与比特时长乘积
BTA	Basic Trading Area	基本贸易区
BTS	Base Transceiver Station	基站收发信机

C

CAI	Common Air Interface	公共空中接口
CB	Citizens Band	民间频带
CCCH	Common Control Channel	公共控制信道
CCH	Control Channel	控制信道
CCI	Co-channel Interference	同信道干扰
CCIR	Consultative Committee for International Radiocommunications	国际无线电通信咨询委员会
CCITT	International Telegraph and Telephone Consultative Committee	国际电话与电报顾问委员会
CCS	Common Channel Signaling	公共信道信令
CD	Collision Detection	冲突检测
CDF	Cumulative Distribution Function	累积分布函数
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址
CDPD	Cellular Digital Packet Data	蜂窝数字分组数据
CDVCC	Coded Digital Verification Color Code	编码数字检验色码
CELP	Code Excited Linear Predictor	码激励线性预测编码器
CFP	Cordless Fixed Part	无绳固定部分
C/I	Carrier-to-interference Ratio	载干比
CIC	Circuit Identification Code	电路识别码
CIU	Cellular Controller Interface Unit	蜂窝控制器接口单元
CLNP	Connectionless Protocol (Open System Interconnect)	非联接协议(开放系统互联)
CMA	Constant modulus algorithm	常模数算法
CNS	Comfort Noise Subsystem	补偿噪声子系统
CO	Central Office	中心局
Codec	Coder/decoder	编码/解码
CPE	Customer Premises Equipment	用户房屋设备

CPFSK	Continuous Phase Frequency Shift Keying	连续相位频移键控
CPP	Cordless Portable Part	无绳手提部分
CRC	Cyclic Redundancy Code	循环冗余码
CSMA	Carrier Sense Multiple Access	载波检测多址接入
CT2	Cordless Telephone-2	无绳电话-2
CVSDM	Continuously Variable Slope Delta Modulation	连续可变斜率增量调制
CW	Continuous Wave	连续波

D

DAM	Diagnostic Acceptability Measure	可接受性分析测量
DBAS	Database Service Management System	数据库业务管理系统
DCA	Dynamic Channel Allocation	动态信道分配
DCCH	Dedicated Control Channel	专用控制信道
DCE	Data Circuit Terminating Equipment	数据电路终端设备
DCS	Digital Communication System	数字通信系统
DCS1800	Digital Communication System-1800	数字通信系统-1800
DCT	Discrete Cosine Transform	离散余弦变换
DECT	Digital European Cordless Telephone	欧洲数字无绳电话
DEM	Digital Elevation Models	数字评价模型
DFE	Decision Feedback Equalization	判决反馈均衡
DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅里叶变换
DLC	Data Link Control	数据链路控制
DM	Delta Modulation	增量调制
DPCM	Differential Pulse Code Modulation	差分脉码调制
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying	差分四相相移键控
DRT	Diagnostic Rhyme Test	节奏分析测试
DS	Direct Sequence	直接序列
DSAT	Digital Supervisory Audio Tone	数字监测音
DSE	Data Switching Exchange	数据交换机
DS/FHMA	Hybrid Direct Sequence / Frequency Hopped Multiple Access	混合直接序列/跳频多址
DSP	Digital Signal Processing	数字信号处理
DS-SS	Direct Sequence Spread Spectrum	直接序列扩频
DST	Digital Signaling Tone	数字信令音
DTC	Digital Traffic Channel	数字业务信道
DTE	Data Terminal Equipment	数据终端设备
DTMF	Dual Tone Multiple Frequency	双音多频
DTX	Discontinuous Transmission Mode	非连续传输模式

DUP	Data User Part	数据用户部分

E

EIA	Electronic Industry Association	电子工业协会
EIR	Equipment Identity Register	设备识别寄存器
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power	有效全向辐射功率
E_b/N_0	Bit Energy-to-noise Density	比特能量噪声密度比
EOC	Embedded Operations Channel	嵌入操作信道
erf	Error Function	误差函数
erfc	Complementary Error Function	余误差函数
ERMES	European Radio Message System	欧洲无线消息系统
E-SMR	Extended-Specialized Mobile Radio	扩展专用移动无线电
ESN	Electronic Serial Number	电子序列号
E-TACS	Extended Total Access Communication System	扩展全接入通信系统
ETSI	European Telecommunications Standard Institute	欧洲电信标准协会

F

FACCH	Fast Associated Control Channel	快速辅助控制信道
FAF	Floor Attenuation Factor	楼层衰减系数
FBF	Feedback Filter	反馈滤波器
FC	Fast Channel	快信道
FCC	Federal Communications Commission, Inc.	(美国)联邦通信委员会
	Forward Control Channel	前向控制信道
FCCH	Frequency Correction Channel	频率校正信道
FCDMA	Hybrid FDMA/CDMA	混合 FDMA/CDMA
FDD	Frequency Division Duplex	频分双工
FDMA	Frequency Division Multiple Access	频分多址
FDTC	Forward Data Traffic Channel	前向数据业务信道
FEC	Forward Error Correction	前向纠错
FFF	Feedforward Filter	前馈滤波器
FFSR	Feedforward Signal Regeneration	前馈信号再生
FH	Frequency Hopping	跳频
FHMA	Frequency Hopped Multiple Access	跳频多址
FH-SS	Frequency Hopped Spread Spectrum	跳频扩频
FLEX	4-level FSK-based paging standard developed by Motorola	Motorola 开发的 4 级基于 FSK 的寻呼标准
FM	Frequency Modulation	调频

FN	Frame Number	帧数
FPLMTS	Future Public Land Mobile Telephone System	未来公众陆地移动电话系统
FSE	Fractionally Spaced Equalizer	部分间隔均衡器
FSK	Frequency Shift Keying	频移键控
FTF	Fast Transversal Filter	快速横向滤波器
FVC	Forward Voice Channel	前向语音信道

G

GIS	Graphical Information System	地理信息系统
GIU	Gateway Interface Unit	网关接口单元
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying	高斯最小频移键控
GOS	Grade of Service	服务等级
GSC	Golay Sequential Coding (a 600 bps paging standard)	格雷序列编码 (一种 600bps 寻呼标准)
GSM	Global System for Mobile Communication	全球移动通信系统

H

HDB	Home Database	归属数据库
HLR	Home Location Register	归属位置登记

I

IDCT	Inverse Discrete Cosine Transform	离散反余弦变换
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform	离散反傅里叶变换
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	电器和电子工程师协会
IF	Intermediate Frequency	中频
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	快速傅里叶逆变换
IGA	Improved Gaussian Approximation	改进高斯近似
IIR	Infinite Impulse Response	无限脉冲响应
IM	Intermodulation	互调
IMSI	International Mobile Subscriber Identity	国际移动用户识别
IMT-2000	International Mobile Telecommunication 2000	国际移动电信 2000
IMTS	Improved Mobile Telephone Service	改进移动电话业务
IP	Internet Protocol	互联网协议
IS-54	EIA Interim Standard for U.S. Digital Cellular (USDC)	美国数字蜂窝 EIA 暂行标准

IS-95	EIA Interim Standard for U.S. Code Division Multiple Access	美国码分多址 EIA 暂行标准
IS-136	EIA Interim Standard 136-USDC with Digital Control Channels	EIA 暂行标准 136—具有数字控制信道的 USDC
ISDN	Integrated Services Digital Network	综合业务数字网
ISI	Intersymbol Interference	符号间干扰
ISM	Industrial, Scientific, and Medical	工业,科学及医学
ISUP	ISDN User Part	ISDN 用户部分
ITFS	Intructional Television Fixed Service	教育电视固定业务
ITU	International Telecommunications Union	国际电信同盟
IXC	Interexchange Carrier	局间运营商

J

JDC	Japanese Digital Cellular (later called Pacific Digital Cellular)	日本数字蜂窝 (后称为太平洋数字蜂窝)
JRC	Joint Radio Committee	联合无线委员会
JTACS	Japanese Total Access Communication System	日本全接入通信系统
JTC	Joint Technical Committee	联合技术委员会

L

LAN	Local Area Network	局域网
LAR	Log-area Ratio	对数面积比
LATA	Local Access and Transport Area	本地接入和传输区
LBT	Listen-before-talk	听先于讲
LCC	Lost Call Cleared	丢失呼叫清除
LCD	Lost Call Delayed	丢失呼叫延迟
LCR	Level Crossing Rate	电平交叉率
LEC	Local Exchange Carrier	本地交换运营商
LEO	Low Earth Orbit	近地轨道
LMS	Least Mean Square	最小均方值
LOS	Line-of-sight	视距
LPC	Linear Predictive Coding	线性预测编码
LSSB	Lower Single Side Band	下边带
LTE	Linear Transversal Equalizer	线性横向均衡器
LTP	Long Term Prediction	长期预测

M

MAC	Medium Access Control	媒体接入控制

MAHO	Mobile Assisted Handoff	移动辅助切换
MAN	Metropolitan Area Network	城域网
M-ary	Multiple Level Modulation	多电平调制
MDBS	Mobile Database Stations	移动数据库站
MDLP	Mobile Data Link Protocol	移动数据链路协议
MDS	Multipoint Distribution Service	多点分布业务
MFJ	Modified Final Judgement	修正最终判决
MFSK	Minimum Frequency Shift Keying	最小频移键控
MIN	Mobile Identification Number	移动台识别号
MIRS	Motorola Integrated Radio System (for SMR use)	摩托罗拉集成无线系统 (为 SMR 使用)
ML	Maximal Length	最大长度
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation	最大似然序列估值
MMDS	Multichannel Multipoint Distribution Service	多信道多点分布业务
MMSE	Minimum Mean Square Error	最小均方差
MOS	Mean Opinion Score	平均评价得分
MOU	Memorandum of Understanding	谅解备忘录
MPE	Multi-pulse Excited	多脉冲激励
MPSK	Minimum Phase Shift Keying	最小相移键控
MSB	Most Significant Bit	最高有效比特
MSC	Mobile Switching Center	移动交换中心
MSCID	MSC Identification	MSC 标识
MSE	Mean Square Error	均方误差
MSK	Minimum Shift Keying	最小频移键控
MSU	Message Signal Unit	消息信令单元
MTA	Major Trading Area	主要贸易区
MTP	Message Transfer Part	消息传递部分
MTSO	Mobile Telephone Switching Office	移动电话交换局
MUX	Multiplexer	多路器

N

NACK	Negative Acknowledge	否定确认
NAMPS	Narrowband Advanced Mobile Phone System	窄带高级移动电话系统
NBFM	Narrowband Frequency Modulation	窄带调频
N-ISDN	Narrowband Integrated Service Digital Network	窄带综合业务数字网
NMT-450	Nordic Mobile Telephone-450	北欧移动电话-450

NRZ	No-return to Zero	非归零码
NSP	Network Service Part	网络业务部分
NSS	Network and Switching subsystem	网络和交换子系统
NTACS	Narrowband Total Access Communication System	窄带全接入通信系统
NTT	Nippon Telephone and Telegraph	日本电话电报公司

O

OBS	Obstructed	阻塞
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
OMAP	Operations Maintenance and Administration Part	操作维护和管理部分
OMC	Operation Maintenance center	操作维护中心
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying	交错四相相移键控
OSI	Open System Interconnect	开放系统互连
OSS	Operation Support Subsystem	操作支持子系统

P

PABX	Private Automatic Branch Exchange	专用自动小交换机
PACS	Personal Access Communication System	个人接入通信系统
PAD	Packet Assembler Disassembler	分组打包拆包器
PBX	Private Branch Exchange	专用小交换机
PCH	Paging Channel	寻呼信道
PCM	Pulse Code Modulation	脉冲编码调制
PCN	Personal Communication network	个人通信网
PCS	Personal Communication system	个人通信系统
PDC	Pacific Digital Cellular	太平洋数字蜂窝
pdf	Probability density function	概率密度函数
PG	Processing Gain	处理增益
PH	Portable Handset	便携手提机
PHP	Personal Handy Phone	个人手提电话
PHS	Personal Handy Phone system	个人手提电话系统
PL	Path Loss	路径损耗(传播损耗)
PLL	Phase Locked Loop	锁相环
PLMR	Public Land Mobile Radio	公用陆地移动无线电
PN	Pseudo-noise	伪噪声
POCSAG	Post Office Code Standard Advisory Group	邮局编码标准咨询组
PR	Packet Radio	分组无线电

PRI	Primary Rate Interface	基本速率接口
PRMA	Packet Reservation Multiple Access	分组预留多址
PSD	Power Spectral Density	功率谱密度
PSK	Phase Shift Keying	相移键控
PSTN	Public Switched Telephone Network	公用交换电话网
PTI	Permanent Terminal Identifier	永久终端标识

Q

QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交调幅
QCELP	Qualcomm Code Excited Linear Predictive Coder	Qualcomm 码激励线性预测编码器
QMF	Quadrature Mirror Filter	正交镜像滤波器
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	正交相移键控

R

RACE	Research on Advanced Communications in Europe	欧洲高级通信研究
RACH	Random Access Channel	随机接入信道
RCC	Reverse Control Channel	反向控制信道
RCS	Radar Cross Section	雷达截面
RD-LAP	Radio Data Link Access Protocol	无线数据链路接入协议
RDTC	Reverse Data Traffic Channel	反向数据业务信道
RELP	Residual Excited Linear Predictor	余值激励线性预测器
RF	Radio Frequency	射频
RFP	Radio Fixed Part	无线固定部分
RLC	Resistor Inductor Capacitor	电阻电导电容
RLS	Recursive Least Square	递归最小二乘
RMD	RAM Mobile Data	RAM 移动数据
RPCU	Radio Port Control Unit	无线端口控制单元
RRMP	Radio Resource Management Protocol	无线资源管理协议
RSSI	Radio Signal Strength Indication	接收信号强度指示
RVC	Reverse Voice Channel	反向语音信道
RX	Receiver	接收机
RZ	Return to Zero	归零

S

SACCH	Slow Associated Control channel	慢辅助控制信道
SAT	Supervisory Audio Tone	监测音

SBC	System Broadcasting Channel	系统广播信道
	Sub-band Coding	子带编码
SC	Slow Channel	慢信道
SCCP	Signaling Connection Control Part	信令连接控制部分
SCH	Synchronization Channel	同步信道
SCM	Station Class Mark	站分类标识
SCORE	Spectral Coherence Restoral Algorithm	频谱相干复原算法
SCP	Service Control Point	业务控制点
SDCCH	Stand-alone Dedicated Control Channel	独立专用控制信道
SDMA	Space Division Multiple Access	空分多址
SEIGA	Simplified Expression for the Improved Ganussian Approximation	改进高斯近似简化表示
SELP	Stochastically Excited Linear Predictive coder	随机激励线性预测编码器
SEP	Switching End Points	交换端点
SFM	Spectral Flatness Measure	谱平坦性测量
S/I	see SIR	信号干扰比
SID	Station Identity	基站标识
SIM	Subscriber Identity Module	用户标识模块
SIR	Signal-to-Interference Ratio	信号干扰比
SIRCIM	Simulation of Indoor Radio Channel Impulse response Models	室内无线信道冲激响应模型仿真
SISP	Site Specific Propagation	特定站址传播
SMR	Specialized Mobile Radio	专用移动无线电
SMRCIM	Simulation of Mobile Radio Channel Impulse Response Models	移动无线信道冲激响应模型仿真
SMS	Short Messaging Service	短消息业务
	Service Management System	业务管理系统
S/N	see SNR	信噪比
SNR	Signal-to-Noise Ratio	信噪比
SP	Signaling Point	信令点
SQNR	Signal-to-Quantization Noise Ratio	信号量化噪声比
SS	Spread Spectrum	扩频
SSB	Single Side Band	单边带
SSMA	Spread Spectrum Multiple Access	扩频多址
SS7	Signaling System No. 7	7号信令系统
ST	Signaling Tone	信令音
STP	Short Term Prediction	短时预测
	Signaling Transfer Point	信令转接点

SYN	Synchronization channel	同步信道

T

TACS	Total Access Communications System	全接入通信系统
TCAP	Transaction Capabilities Application Part	事务容量应用部分
TCDMA	Time Division CDMA	时分 CDMA
TCH	Traffic Channel	业务信道
TCM	Trellis Coded Modulation	网格编码调制
TDD	Time Division Duplex	时分双工
TDFH	Time Division Frequency Hopping	时分跳频
TDMA	Time Division Multiple	时分多址
TDN	Temporary Directory Number	临时电话号码
TIA	Telecommunications Industry Association	电信工业协会
TIU	Trunk Interface Unit	中继接口单元
TTIB	Transparent Tone-In-Band	透明带内音
TUP	Telephone User Part	电话用户部分
TX	Transmitter	发射机

U

UF	Urban Factor	市区因子
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System	通用移动电信系统
USGS	United States Geological Survey	美国地理测量
USSB	Upper Single Side Band	上边带

V

VAD	Voice Activity Detector	语音激活检测器
VCI	Virtual Circuit Identifier	虚拟环路标识
VCO	Voltage Controlled Oscillator	电压控制振荡器
VDB	Visitor Database	访问数据库
VIU	Visitor Interface Unit	访问接口单元
VLSI	Very Large-scale Integration	大规模集成电路
VMAC	Voice Mobile Attenuation Code	语音移动衰减码
VQ	Vector Quantization	矢量量化
VSELP	Vector Sum Excited Linear Predictor	矢量和激励线性预测器

W

WACS	Wireless Access Communication System (later called PACS)	无线接入通信系统

WAN	Wide Area Network	广域网
WARC	World Administrative Radio Conference	世界无线电管理委员会
WIN	Wireless Information Network	无线信息网
WIU	Wireless Interface Unit	无线接口单元
WLAN	Wireless Local Area Network	无线局域网
WUPE	Wireless User Premises Equipment	无线用户房屋设备

Z

ZF	Zero forcing	迫零

附录 G 索 引

（专用名词参考译法，数字为原版书的页码）

Numerics

1:N protection switching 335 — 1:N 保护交换

3dB bandwidth 224 — 3dB 带宽

A

Advanced intelligent network (AIN)472 — 高级智能网

Amplitude modulation 198,199-206 — 幅度调制

modulation index 200 — 调制指数

percentage modulation 200 — 百分比调制

pilot tone SSB 204 — 导频音

tone-in-band 204 — 带内音

balanced modulator 203 — 平衡调制器

filter method 203 — 滤波器方法

AMPS 483-491

blank-and-burst encoding 490 — 空白-突发编码

compander 488 — 压扩器

deviation limiter 489 — 偏差限制器

Electronic serial number 447,486 — 电子串号

paging channel 487 — 寻呼信道

pre-emphasis 489 — 预加重

SAT tone 486,489-490 — SAT 音

Signaling tone 486,489-490 — 信令音

Station class mark 486 — 站分类标识

System identification number 485 — 系统标识号

Voice mobile attenuation code 486 — 语音移动衰减码

Angle modulation 206 — 角度调制

frequency modulation 198 — 频率调制

phase modulation 207 — 相位调制

Antenna diversity (Space diversity) 330 — 天线分集(空间分集)

Antenna gain 71 — 天线增益

Antenna temperature 566 — 天线温度

Asynchronous applications 545 — 异步应用

Asynchronous transfer mode(ATM)463 — 异步传输模式

Attenuation factor 128 — 衰减因子

Authentication center 469m,504 验证中心
Autonomous registration 447 自主登记
Average fade duration 186 平均衰落时段
B
Bandwidth efficiency 340 带宽效率
Base station 9,10 基站
BCH code 345,490 BCH 编码
Bell Operating Companies 442 贝尔运营公司
 bandwidth 257 带宽
 complementary channel 280 补充信道
 detection 257 检测
 error probability for noncoherent detection 258 非相干检测差错率
 transmission channel 280 发射信道
Bistatic radar equation 101 双静态雷达方程
Blank-and-burst 486 空白-突发
Blind algorithms 304 盲算法
Block codes 340 分组码
 cyclic 342 循环的
 forward error correction 340 前向纠错
 linearity 341 线性
 systematic 341 系统的
Blocked calls cleared 46 阻塞呼叫清除
Blocked calls delayed 47 阻塞呼叫延迟
Boltzmann's constant 566 波尔兹曼常数
Branch 216 分支
Brick-wall filter 230 砖墙滤波器
Busy-idle 416 忙 - 闲
C
Capacity 54-63 容量
Capture 406 捕捉
Capture ratio 417 捕捉率
Carson's rule 卡森规则
 near-far effect 41,406 远近 - 效应
 self-jamming 407 自干扰
Cell broadcast 501 小区广播
Cell splitting 54,54-56 小区分裂
Cellular packet-switched architecture 473 蜂窝分组交换体系
 base station interface unit 476 基站接口单元
 cellular controller interface unit 476 蜂窝控制器接口单元

gateway interface unit 473 网关接口单元
trunk interface unit 474 中继接口单元
visitor interface unit 473 访问接口单元
wireless terminal interface unit 475 无线终端接口单元
Central office 441 中心局
Cepstrum vocoder 377 倒频谱声码器
Channel assignment 30 信道分配
adaptive 422 自适应
dynamic 30,500 动态
fixed 30 固定
Channel coding 338,339 信道编码
distance of a code 341 码距
weight of a code 341 码重
Channel decoding 354 信道解码
Fano's sequential algorithm 355 顺序算法
feedback decoding 355 反馈解码
stack sequential algorithm 355 栈顺序算法
Viterbi algorithm 354 维特比算法
Channel vocoders 信道声码器
Characteristics of speech signals 363 语音信号特征
spectral flatness measure 364 谱平坦性测量
Chien search algorithm 350 Chien 搜索算法
Circuit switching 452 电路交换
Clarke and Gans fading model 181 Clarke 和 Gans 衰落模型
Clarke's fading model 177 Clarke 衰落模型
Click noise 219 门限噪声
Cluster size 28 簇系统
Co-channel reuse ratio 37 同信道复用率
Code book 369 编码本
Codewords 340 码字
Coherence bandwidth 163 相干带宽
Coherence time 165 相干时间
Comfort noise subsystem 516 补偿噪声子系统
Common channel signaling 444 公共信道信令
architecture 459 体系
database service management system 460 数据库服务管理系统
in-band signaling 459 随路信令
service management system 460 业务管理系统
signaling transfer point 460 信令转接点

switching end point 460 交换端点
Companding 366,488 压扩
A-law 366 A 律
μ-law 366 μ 律
Connectionless Protocol 456 无连接协议
Constant modulus algorithm 304 常系数算法
Contention protocols 争用协议
hybrid access 412 混合接入
random 412 随机
scheduled access 412 调度接入
Control file messages 487 控制文件消息
Control messages 487 控制消息
Convolutional codes 352 卷积码
Cost function 304 代价函数
1-persistent 415 1-坚持
non persistent 415 非坚持
p-persistent 415 p-坚持
CT27,533
duplexing 535 双工
speech coding 535 语音编码
Customer premises equipment 442 用户房屋设备
Cyclic code 345 循环码
D
Data sense multiple access 416 数据判断多址接入
Decision feedback equalizer 313 判决反馈均衡器
lattice implementation 314 网格实现
predictive DFE 314 预测 DFE
DECT 7,533-540
channel coding 539 信道编码
channel types 539 信道类型
DLC layer 536 DLC 层
MAC layer 536 MAC 层
network layer 536 网络层
physical layer 536 物理层
speech coding 539 语音编码
Demodulation of AM 206 AM 解调
Demodulation of BFSK BFSK 解调
coherent 257 相干
noncoherent 257 非相干

Demodulation of FM 211 FM 解调
PLL detector 213 PLL 检波器
quadrature detector 213 积分检波器
slope detector 212 倾斜检波器
zero-crossing detector 212 过零检波器
Depolarization matrix 82 去极化矩阵
Diagnostic acceptability measure (DAM)390 诊断接受性测量
Diffraction 78,90-100 衍射
Fresnel zones 91 菲涅尔带
Huygen's principle 91 惠更斯原则
Diffraction models 91-100 衍射模型
Digital European Cordless Telephone. 欧洲数字无绳电话
Digital hierarchy 450 数字层次(结构)
Digital signals 224 数字信号
absolute bandwidth 224 绝对带宽
half-power bandwidth 224 半功率带宽
null-to-null bandwidth 224 零点 - 零点带宽
Direct RF pulse system 154 直接 RF 脉冲系统
Direct sequence SS 276 直接序列
error probability 282 差错概率
near-far problem 283 远 - 近问题
processing gain 278 处理增益
Directed retry 487 定向重试
Discrete cosine transform 离散余弦变换
Dispersion 色散
Diversity 325-326 分集
scanning 扫描
Doppler 141-143 多普勒
Doppler spread 165 多普勒扩展
DS formats 450 DS 格式
Duopoly 5 双头垄断
Duplexer 11,395 双工器
Durkin's model 111 Durkin 模型
E
Effective noise temperature 565 有效噪声温度
Effective Radiated Power 72 有效发射功率
Electronic serial number 电子串号
Equalizers 299 均衡器
adaptive 301,316-323 自适应

algorithms 316-323 算法
classification 308 分类
computational complexity 317 计算复杂性
fractionally spaced 324 部分间隔
linear 310-312 线性
mean squared error 307 均方误差
misadjustment 317 失调
nonlinear 312-316 非线性
numerical properties 317 数值特性
prediction error 307 预测误差
rate of convergence 317 收敛率
Equipment identity register 505 设备标识寄存器
Ericssion multiple breadpoint model 128 爱立信多重断点模型
Error locator polynomial calculation 352 差错定位多项式计算
Error probability for frequency selective fading 289 频率选择性衰落的差错概率
Error probability for slow fading 286 慢衰落的差错概率
ETACS 484-491
Area identification number 485 区域标识号
Euclidean distance 237 欧几里德距离
Excess delay 146 超量延迟
Excess delay spread 162 超量延迟扩展
Extended Hata model 120 扩展哈塔模型
Extension field 342 扩展域
F
Fading 139 衰落
frequency selective 169 频率选择性
large-scale 70 大尺度
small-scale 139 小尺度
time selective 167 时间选择性
Far-field 72 远场
FHMA 404
erasures 405 消除(现象)
fast frequency hopping 405 快跳频
slow frequency hopping 405 慢跳频
Finite fields 342 有限域
FIR filter 310 有限滤波器
Fixed network transmission hierarchy 449 固定网转输层次
Floor attenuation factor 126 楼层衰减因子
Formant vocoders 377 共振峰声码器

Formants 376 共振峰
Forward channel 10,11 前向信道
Fraunhofer region 72 Fraunhofer 域
Free space propagation model 70 自由空间传播模型
 Friis equation 70 Friis 方程
Frequency diversity 335 频率分集
Frequency division duplex 10,395 频分双工
Frequency division multiplex 335 频分复用
Frequency domain channel sounding 158 频域信道探测
Frequency domain coding 频域编码
 block transform 372 码组传输
 sub-band 372 子带
Frequency hopping 跳频
 hop duration 279 跳频间隔
 hopping cell 519 跳频小区
 hopset 278 跳频集
 instantaneous bandwidth 278 瞬时带宽
 single channel modulation 279 单信道调制
 slotted 284 分槽
 total hopping bandwidth 279 总跳频带宽
Frequency modulation 频率调制
 capture effect 199 截获效应
 detection gain 219 检测增益
 direct method 210 直接方式
 indirect method 210 间接方式
Frequency reuse 26,425 频率复用
Fresnel zone geometry 91 菲涅尔带几何
 excess path length 91 额外路径长度
 Fresnel zone 89,93 菲涅尔带
 Fresnel-Kirchoff diffraction parameter 91 菲涅尔-基尔霍夫衍射参数
Full-duplex 9,10 全双工

G

Galois field 342 伽罗瓦域
Gaussian approximation 577 高斯近似
Gaussian filter 233 高斯滤波器
Generator matrix 353 生成矩阵
Generator polynomials 353 生成多项式
Geometric representation 234 几何表示
 constellation diagram 236 星座图

GIS database 132 GIS 数据库
Global balance equation 559 全局平衡方程
Golay code 344 格雷码
Grade of service 45 服务等级
Ground reflection model 85 地面反射模式
 method of images 87 镜像方法
GSM 9, 500-506
 A interface 504 A 接口
 Abis interface 503 Abis 接口
 base station controller 502 基站控制器
 base station subsystem 502 基站子系统
 broadcast channel (BCH) 509 广播信道
 burst formatting 518 码组格式化
 ciphering 518 加密
 common control channel (CCCH) 510 公共控制信道
 control channel coding 517 控制信道编码
 control channels (CCH)508 控制信道
 data channel coding 517 数据信道编码
 dedicated control channel (DCCH) 511 专用控制信道
 demodulation 519 解调
 equalization 519 均衡
 frame structure 513 帧结构
 logical channel 507 逻辑信道
 network and switching subsystem 504 网络和交换子系统
 operation support subsystem 505 操作支持子系统
 physical channel 507 物理信道
 speech coding 516 语音编码
 subscriber identity module 502 用户标识模块
 traffic channels 507 业务信道
 full-rate TCH 508 全速率
 half-rate TCH 508 半速率
Guard channel 34 防护信道

H

Hadamard code 344 哈达码
Half-duplex 9 半双工
Hamming code 344 汉明码
Hamming distance 341 汉明距离
Handoff 10,16,31-36 切换
 cell dragging 35 小区拖曳

dwell time 32 滞留时间
hard 36 硬
soft 36 软
strategies 31 策略
Handover 503 切换
Hata model 119-120 哈塔模型
Hidden transmitter 417 遮蔽发射机
Home location register 469,504 归属位置寄存器
Hunting sequence 65 搜索序列
Hybrid multiple access techniques 混合多址接入技术
Hyperframe 515 超帧

I

Improved Gaussian Approximation 582 改进高斯近似
Impulse response model 143 冲激响应模型
Indoor propagation models 123 室内传播模型
Interexchange carrier 442 局间运营商
Interference 37 干扰
adjacent channel 41 相邻信道
C/I ratio 418 载干比
co-channel 37,290 同信道
forward channel 418 前向信道
out-of-band 37 频带外
reverse channel 418 反向信道
S/I ratio 483 信号/干扰比
Interleaving 338 交织
block 338 码组
convolutional 338 卷积
Internet Protocol 456 互联网协议
Intersymbol interference (ISI) 300 符号间干扰
IS-95 519-533
channel specifications 520 信道规定
forward channel block interleaver 522 前向信道块交织
forward channel convolutional encoder 522 前向信道卷积编码器
forward channel data scrambler 524 前向信道数据扰码器
forward channel electronic serial number 524 前向信道电子串号
forward channel long PN sequence 524 前向信道长 PN 序列
forward channel orthogonal coverage 525 前向信道正交覆盖
forward channel power control subchannel 525 前向信道功率控制子信道
forward channel quadrature modulation 527 前向信道正交调制

reverse channel block interleaver 530 反向信道块交织器
reverse channel convolutional encoder528 反向信道卷积编码器
reverse channel direct sequence spreading 531 反向信道直接序列扩频
reverse channel orthogonal modulation 530 反向信道正交调制
reverse channel quadrature modulation 531 反向信道正交调制
reverse channel variable data rate 530 反向信道数据率
Walsh function matrix 525 沃尔什函数矩阵
ISDN 461
access signaling 461 接入信令
basic rate interface 461 基本速率接口
bearer channels 461 承载信道
data channels 461 数据信道
network signaling 461 网络信令
primary rate interface 461 基本速率接口
Isotropic radiator 72 全向辐射器
Isotropic source 72 全向源
K
Knife -edge diffraction model 94 刃形绕射
L
Lattice filter 311 格型滤波器
Least mean squares algorithm 320 最小均方算法
Level crossing rate 185 电平交叉率
Listen before talk 545 听先于讲
Lloyd Max algorithm 366 Lloyd 最大算法
normal equation 319 标准方程
Local access and transport area 441 本地接入和传输区
Locater receiver 33,486 定标接收机
Log-distance indoor model 126 对数距离室内模型
Log-distance path loss model 102 对数距离路径损耗模型
Logic tables 353 逻辑表
Log-normal shadowing 104 对数正态阴影
path loss exponent 105 路径损耗指数
standard deviation 105 标准偏差
area mode 111 区域模式
point-to-point mode 111 点对点模式
urban factor 111 城区因子
Low Earth Orbit satellite (LEO)21 近地轨道卫星
LPC vocoder 378 LPC 声码器
code excited 382 码激励

multi-pulse excited 381 多脉冲激励
predictor coefficients 379 预测器系数
residual excited 383 剩余激励
stochastic 381 随机
M
Manchester code 225 曼彻斯特码
Maximal Ratio combining 328 最大比率合并
Maximum excess delay 146 最大超量延迟
Maximum excess delay spread 160 最大超量延迟扩展
Mean excess delay 160 平均超量延迟
Mean opinion score (MSO)390 平均评价得分
Mean square distortion 365 均方畸变
MFSK 272
error probability (coherent detection)272 相干检测差错率
error probability(noncoherent detection) 273 非相干检测差错率
Microcells 54 微蜂窝
Microscopic diversity techniques 325 微分集技术
Mobile Identification number 16,485 移动标识号
Mobile satellite networks 17 移动卫星网络
Mobile station 10 移动站
Mobile switching center(MSC) 移动交换中心
Mobile telephone switching office(MTSO) 移动电话交换局
Modified Final Judgement 442 修正最终判决
Modulation 197 调制
bandwidth efficiency 221 带宽效率
constant envelope 254 恒包络
linear techniques 238 线性技术
performance in fading and multipath channels 284 衰落和多径信道中的性能
power efficiency 221 功率效率
spread spectrum 274 扩展频谱
Multiframe 多帧
speech 508 话音
Multiple access interference 274 多址接入干扰
Multiple access techniques 396 多址接入技术
hybrid 407 混合
narrowband 396 窄带
wideband 397 宽带
Multiple knife-edge diffraction model 99 多刃形绕射模型
N

Near-far effect 417,521 远－近效应
Network database 479 网络数据库
 Distributed hierarchy 479 分布层次
Noise figure 565 噪声系数
Nonminimum phase313 非最小相位
Nyquist criterion227 奈奎斯特准则
Nyquist filters 229 奈奎斯特滤波器

O

Okumura model 116-119 Okumura 模型
OSI model 454 OSI 模型
Outage probability 284 中断概率
Overhead messages 487 开销信息

P

Performance in fading 290 衰落中的性能
π/4 QPSK 249
 Baseband differential detection252 基带差分检测
 FM discriminator 254 FM 鉴频器
 IF differential detector 254 中频差分检波器
Pacific Digital Cellular(PDC)543-544 太平洋数字蜂窝
Packet radio(PR)410 分组无线电
Packet radio(PR)
 Protocols 411 协议
 Pure ALOHA412 纯 ALOHA
 Reservation 416-417 预留
 Slotted ALOHA413 分槽 ALOHA
Packet reservation multiple access(PRMA)478 分组预留多址接入
Packet switching 452 分组交换
PACS 7,539-543
 Speech coding 542 语音编码
 System architecture540 系统结构
Page10,12 寻呼
Paging 11 寻呼
Partial syndromes 349 部分伴随式
Partition loss123 分隔损耗
 Hard partition123 硬分隔
 Soft partition123 软分隔
Path loss models102 路径损耗模型
 Coverage area 106 覆盖区域
Personal access communication system 个人接入通信系统

Personal handyphone system (PHS)544 个人手提电话系统
Plane of incidence 79 入射平面
PN sequences275 PN 序列
Maximal length 275 最大长度
Point of presence(POP)442 显示点
Polar225 极性
Polarization diversity 332 极化分集
Correlation coefficient335 相关系数
Theoretical model 333 理论模型
Polarization diversity reception333 极化分集接收
Portable9 便携式
Power control 43,406,425 功率控制
Power delay profile147 功率延迟分布
Power flux density75 功率通量密度
Pulse shaping techniques225 脉冲成形技术
Q
QPSK 243
Probability of error 244 差错概率
Staggered 247 交错
Quantization techniques 365 量化技术
Adaptive 368 自适应
Nonuniform 365 非均匀
Uniform 365 均匀
Vector 368 矢量
R
Radar cross section model 101 雷达截面模型
Radio capacity 417-434 无线容量
For CDMA with multiple cells 425 多小区
Raised cosine rolloff filter 229 升余弦滚降滤波器
RAKE receiver 275, 300, 329, 336, 521 RAKE 接收机
RAM mobile data (RMD) 457 RAM 移动数据
Rate of quantizer 369 量化比率
Ray tracing 132 射线跟踪
Rayleigh fading 172 瑞利衰落
Rayleigh fading two-ray model 188 瑞利衰落双射线模型
Reed Solomon code 345 Reed Solomon 编码
Decoding 349 解码
Encoding 347 编码
Reflection 78 反射

Fresnel reflection coefficient 78 菲涅尔反射系数
From conductors 85 导体
From dielectrics 79-85 电介质
Reverse channel 11 反向信道
Reverse voice channel 485 反向语音信道
Ricean fading 176 Ricean 衰落
RLS algorithm 321 RLS 算法
Rms delay spread 160 RMS 延迟扩展
Roaming 10, 447 漫游
RPE-LTP vocoder 387 RPE – LTP 声码器

S

Saleh and Valenzuela model 188 Saleh 和 Valenzuela 模型
Scattering 78, 100-102 散射
Loss factor 101 损耗因子
Object 101 物体
Sectoring 54,57-59 扇区化
Setup channels 14 建立信道
Shadowing 105 阴影,遮蔽
Shannon's channel capacity formula 339 香农信道容量公式
Shannon's rate-distortion theorem 368 香农比率 – 失真定理
Short messaging service 501 短消息业务
Signal penetration into buildings 131 信号穿透入建筑物
Signal tone 487 信号音
Simplex 9 单工
Simplified expression for improved Gaussian approximation 585 改进高斯近似的简化表示
Simulcasting 12 联播
Sleep mode 500 睡眠模式
Small-scale multipath measurements 153 小尺度多径测量
Source bits 338 源比特
Space diversity 330 空间分集
Equal gain combining 332 等增益合并
Feedback 331 反馈
Maximal ratio combining 331 最大比率合并
Selection 331 选择
Spectral coherence restoral algorithm 304 频谱相关复原算法
Speech coders 362 语音编码器
Choice of codec 384 选择编解码器
For different cellular system 385 蜂窝系统
Frequency domain coding 371 频域编码

GSM codec 387 GSM 编解码器
Hierarchy 362 层次
Performance evaluation 389 性能评估
Tandem signaling 391 汇接信令
Vocoders 362, 376 声码器
Waveform coders 362 波形编码器
Spread spectrum sliding correlator 155 扩频滑动相关器
SS7 463
Congestion control 469 阻塞控制
Global cellular network interoperability 469 全球蜂窝网互用性
Call delivery 471 呼叫释放
Intersystem handoff 472 系统间切换
Registration 471 登记
Message transfer part 465 消息传输部分
Level 1 465 1 级
Level 2 465 2 级
Level 3 466 3 级
Network services part 465 网络服务部分
Performance 469 性能
Signal connection control part (SCCP) 466 信号连接控制部分
Signaling traffic 467 信令流
User part 466 用户部分
State diagrams 353 状态图
Stochastic gradient algorithm 320 随机梯度算法
Sub-band 子带
Quadrature mirror filter 373 正交镜像滤波器
Subscriber 9,10 用户
Superframe 515 超帧
Syndrome calculation 351 伴随式计算
T
Tap gain vector 321 抽头增益矢量
TDMA 400
Efficiency 402 效率
Number of channels 403 信道数
Temporary directory number 471 临时电话号码
Thermal noise 565 热噪声
Threshold extension 220 门限扩展
Throughput 412 吞吐量
Time diversity 335 时间分集

Time division duplex 11,395 时分双工
Timing advancement 510 定时提前
Traffic occupancy 412 业务流量
Traffic routing in wireless networks 450 无线网络中的业务路由选择
 Connection oriented service 450 面向连接的业务
 Connectionless service 451 无连接业务
Training sequence 304 训练序列
Transformation matrix 82 变换矩阵
Transversal filter 横向滤波器
Tree diagrams 354 树图
Trellis coded modulation (TCM) 356 网格编码调制
Trellis diagrams 354 网格图
Trunking 44 中继
 Efficiency 53 效率
U
Umbrella cell 35 伞状小区
Unipolar 225 单极
USDC (IS-54)491 美国数字蜂窝(IS-54)
 Channel coding 497 信道编码
 Frame structure 495 帧结构
 Demodulation 499 解调
 Equalization 499 均衡
 Speech coding 496 语音编码
V
Virtual switching. See Packet switching 452 虚拟交换
Visitor location register 469, 504 访问者位置登记
Viterbi algorithm 354 维特比算法
Voice activity 424 语音激活
Voice activity detector 516 语音激活检测器
Voice excited vocoder 378 语音激励声码器
VSELP vocoder 389 VSELP 声码器
Vulnerable period 411 易损时段
W
Wide Area Network 456 广域网
Wideband data signaling 487 宽带数据信令
Wideband microcell model 121 宽带微蜂窝模型
Wireless cable television 547 无线链路电视
World Administrative Radio Conference. See WARC 世界无线电管理会议

Z

Zero forcing algorithm 318 迫零算法
Zone microcell 54, 61 分区微蜂窝

附录 H　参考书目

（按原版照排）

References

[Abe70] Abend, K. and Fritchman, B. D., "Statistical Detection for Communication Channels with Intersymbol Interference," *Proceedings of IEEE*, pp. 779-785, May 1970.

[You79] Akaiwa, Y., and Nagata, Y., "Highly Efficient Digital Mobile Communications with a Linear Modulation Method," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. SAC-5, No.5, pp. 890-895, June 1987.

[Ake88] Akerberg, D., "Properties of a TDMA Picocellular Office Communication System," *IEEE Globecom*, pp. 1343-1349, December 1988.

[Ale82] Alexander, S. E., "Radio Propagation Within Buildings at 900 MHZ," *Electronics Letters*, Vol. 18, No. 21, pp. 913-914, 1982.

[Ale86] Alexander, S. T., *Adaptive Signal Processing*, Springer-Verlag, 1986.

[Ame53]Ament, W. S., "Toward a Theory of Reflection by a Rough Surface," *Proceedings of the IRE*, Vol. 41, No. 1, pp. 142-146, January 1953.

[Amo80] Amoroso, F., "The Bandwidth of Digital Data Signals," *IEEE Communications Magazine*, pp. 13-24, November 1980.

[ANS95] ANSI J-STD-008 - Personal Station-Base Compatibility Requirements for 1.8-2.0 GHz Code Division Multiple Access (CDMA) Personal Communication Systems, March 1995.

[And94] Anderson, J.B., Rappaport, T.S., and Yoshida, S., "Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels," *IEEE Communications Magazine*, November 1994.

[Anv91]Anvari, K., and Woo, D., "Susceptibility of $\pi/4$ DQPSK TDMA Channel To Receiver Impairments," *RF Design*, pp. 49-55, February 1991.

[Ash93] Ashitey, D., Sheikh, A., and Murthy, K. M. S., "Intelligent Personal Communication System," 43*rd IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 696-699, 1993.

[Ata86] Atal, B. S., "High Quality Speech at Low Bit Rates: Multi-pulse and Stochastically Excited Linear Predictive Coders," *Proceedings of ICASSP*, pp. 1681 - 1684, 1986.

[Bay73] Bayless, J.W., et. al, "Voice Signals: Bit-by-bit," *IEEE Spectrum*, pp. 28 - 34, October 1973.

[Bel62] Bello, P.A., and Nelin, B. D., "The Influence of Fading Spectrum on the Binary Error Probabilities of Incoherent and Differentially Coherent Matched Filter Receivers," *IRE Transactions on Communication Systems*, Vol. CS-10, pp.160-168, June 1962.

[Bel79] Belfiori, C. A., and Park, J. H., "Decision Feedback Equalization," *Proceedings of IEEE*, Vol. 67, pp. 1143-1156, August 1979.

[Ber87] Bernhardt, R.C., "Macroscopic Diversity in Frequency Reuse Systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol-SAC 5, pp. 862-878, June 1987.

[Ber89] Bernhardt, R.C., "The Effect of Path Loss Models on the Simulated Performance of Portable Radio Systems," *IEEE Globecom*, pp. 1356-1360, 1989.

[Ber92] Bertsekas, D., and Gallager R., *Data Networks*, 2nd edition,Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1992.

[Bie77] Bierman, G. J., *Factorization Method for Discrete Sequential Estimation*, Academic Press, New York, 1977.

[Bin88] Bingham, J.A.C., *The Theory and Practice of Modem Design*, John Wiley & Sons, New York, 1988.

[Boi87] Boithias, L., *Radio Wave Propagation*, McGraw-Hill Inc., New York, 1987.

[Bos60] Bose, R. C., and Ray-Chaudhuri, D. K., "On a Class of Error Correcting Binary Group Codes," *Information and Control*, Vol. 3, pp. 68-70, March 1960.

[Bou88] Boucher, J. R., *Voice Teletraffic Systems Engineering*, Artech House, c. 1988.

[Bou91] Boucher, N., *Cellular Radio Handbook*, Quantum Publishing, c. 1991.

[Boy90] Boyles, S. M., Corn, R. L., and Moseley, L. R., "Common Channel Signaling: The Nexus of an Advanced Communications Network," *IEEE Communications Magazine*, pp. 57-63, July 1990.

[Bra68] Brady, P. T., "A Statistical Analysis of On-Off Patterns in 16 Conversations", *Bell System Technical Journal*, Vol. 47, pp73-91, 1968.

[Bra70] Brady, D. M., "An Adaptive Coherent Diversity Receiver for Data Transmission through Dispersive Media," *Proceedings of IEEE International Conference on Communications*, pp. 21-35, June 1970.

[Bue94] Buehrer, R. M., and Woerner, B. D., "Teaching Spread Spectrum for Commercial Wireless Communications", *IEEE Transaction on Education*, submitted November 1994, to appear.

[Bul47] Bullington, K., "Radio Propagation at Frequencies above 30 megacycles," *Proceedings of the IEEE*, 35, pp. 1122-1136, 1947.

[Bul89] Bultitude, R.J.C., and Bedal, G.K., "Propagation Characteristics on Microcellular Urban Mobile Radio Channels at 910 MHz," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 7, pp. 31-39, January 1989.

[Cal88] Calhoun, G., *Digital Cellular Radio*, Artech House Inc., 1988.

[Cat69] Cattermole, K. W., *Principles of Pulse-Code Modulation*, Elsevier, New York, 1969.

[CCI86] Radio Paging Code No. 1, *The Book of the CCIR*, RCSG, 1986.

[Chu87] Chuang, J., "The Effects of Time Delay Spread on Portable Communications Channels with Digital Modulation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. SAC-5, No. 5, pp. 879-889, June 1987.

[Cla68] Clarke, R. H.,"A Statistical Theory of Mobile-radio Reception," *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 47 pp. 957-1000, 1968.

[Col89] Coleman, A., et.al., "Subjective Performance Evaluation of the REP-LTP Codec for the Pan-European Cellular Digital Mobile Radio System," *Proceedings of ICASSP*, pp. 1075-1079, 1989.

[Coo86a] Cooper, G. R., and McGillem, C. D., *Probabilistic Methods of Signal and System Analysis*, Holt, Rinehart, and Winston, New York, 1986.

[Coo86b] Cooper, G. R., and McGillem, C. D., *Modern Communications and Spread Spectrum*, McGraw-Hill, New York, 1986.

[Cou93] Couch, L. W., *Digital and Analog Communication Systems*, 4th edition, Macmillan, New York, 1993.

[Cox72] Cox, D. C., "Delay Doppler Characteristics of Multipath Delay Spread and Average Excess Delay for 910 MHz Urban Mobile Radio Paths," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-20, No. 5, pp. 625-635, September 1972.

[Cox75] Cox, D. C., and Leck, R. P., "Distributions of Multipath Delay Spread and Average Excess Delay for 910 MHz Urban Mobile Radio Paths," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.AP-23, No.5, pp. 206-213, March 1975.

[Cox83a] Cox, D. C., "Antenna Diversity Performance in Mitigating the Effects of Portable Radiotelephone Orientation and Multipath Propagation," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.COM-31, No. 5, pp. 620-628, May 1983.

[Cox83b] Cox, D. C., Murray, R. R., and Norris, A. W., "Measurements of 800 MHz Radio Transmission into Buildings with Metallic Walls," *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 62, No. 9, pp. 2695 - 2717, November 1983.

[Cox84] Cox, D. C., Murray, R., and Norris, A., "800 MHz Attenuation Measured in and around Suburban Houses," *AT&T Bell Laboratory Technical Journal*, Vol. 673, No. 6, July-August 1984.

[Cox87] Cox, D. C., Arnold, W., and Porter, P. T., "Universal Digital Portable Communications: A System Perspective," *IEEE Journal on Selected Areas of Communications*, Vol. SAC-5, No. 5, pp. 764, 1987.

[Cox89] Cox, D. C., "Portable Digital Radio Communication — An Approach to Tetherless Access," *IEEE Communication Magazine*, pp. 30-40, July 1989.

[Cox92] Cox D. C., "Wireless Network Access for Personal Communications," *IEEE Communications Magazine*, pp. 96-114, December 1992.

[Cro76] Crochiere R. E., et.al., "Digital Coding of Speech in Sub-bands," *Bell Systems Technical Journal*, Vol.55, No.8, pp. 1069 - 1085, October 1976.

[Cro89] Crozier, S. N., Falconer, D. D., and Mahmoud, S., "Short Block Equalization Techniques Employing Channel Estimation for Fading, Time Dispersive Channels," *IEEE Vehicular Technology Conference*, San Francisco, pp. 142-146, 1989.

[CTI93] Cellular Telphone Industry Association, *Cellular Digital Packet Data System Specification*, Release 1.0, July 1993.

[Dad75] Dadson, C. E., Durkin, J., and Martin, E., "Computer Prediction of Field Strength in the Planning of Radio Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-24, No. 1, pp. 1-7, February 1975.

[deB72] deBuda, R., "Coherent Demodulation of Frequency Shift Keying with Low Deviation Ratio," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-20, pp. 466-470, June 1972.

[Dec93] Dechaux, C., and Scheller, R., "What are GSM and DECT ?", *Electrical Communication*, pp. 118-127, 2nd quarter, 1993.

[Del93] Deller, J. R., Proakis, J. G., and Hansen, J. H. L., *Discrete-time Processing of Speech Signals*, Macmillan Publishing Company, New York, 1993.

[DeR94] DeRose, J. F., *The Wireless Data Handbook*, Quantum Publishing, Inc., 1994.

[Det89] Dettmer, R., "Parts of a Speech transcoder for CT2," *IEE Review*, September 1989.

[Dev86] Devasirvatham, D. M. J., "Time Delay Spread and Signal Level Measurements of 850 MHz Radio Waves in Building Environments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-34, No. 2, pp. 1300-1305, November 1986.

[Dev90a] Devasirvatham, D. J., Krain, M. J., and Rappaport, D. A., "Radio propagation measurements at 850 MHz, 1.7 GHz, and 4.0 GHz inside two dissimilar office buildings," *Electronics Letters*, Vol. 26, No. 7, pp. 445-447, 1990.

[Dev90b] Devasirvatham, D. M. J., Banerjee, C., Krain, M. J., and Rappaport, D. A., "Multi-frequency radiowave propagation measurements in the portable radio environment," *IEEE International Conference on Communications*, pp. 1334-1340, 1990.

[Dey66] Deygout J., "Multiple Knife-edge Diffraction of Microwaves," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-14, No. 4, pp. 480-489, 1966.

[Dix84] Dixon, R. C., *Spread Spectrum Systems*, 2nd Edition, John Wiley and Sons, New York, 1984.

[Dix94] Dixon, R. C., *Spread Sprectrum Systems with Commercial Applications*, 3rd Edition, John Wiley & Sons Inc., New York, 1994.

[Don93] Donaldson, R. W., "Internetworking of Wireless Communication Network," *Proceedings of the IEEE*, pp. 96-103, 1993.

[Dur73] Durante, J.M., "Building Penetration Loss at 900 MHz," *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1973.

[Edw69] Edwards, R., Durkin, J., "Computer Prediction of Service Area for VHF Mobile Radio Networks," *Proceedings of the IEE*, Vol. 116, No. 9, pp. 1493-1500, 1969.

[EIA90] EIA/TIA Interim Standard, "Cellular System Dual Mode Mobile Station — Land Station Compatibility Specifications", IS-54, *Electronic Industries Association*, May 1990.

[EIA91] EIA/TIA Interim Standard, "Cellular System Mobile Station — Land Station Compatibility Specification IS-88," Rev. A, November 1991.

[EIA92] "TR 45: Mobile Station - Base Station Compatibility Standard for Dual-mode Wideband Spread Spectrum Cellular System," PN-3118, *Electronics Industry Association*, December 1992.

[Eng93] Eng, T., and Milstein, L. B., "Capacities of Hybrid FDMA/CDMA Systems in Multipath Fading", *IEEE MILCOM Conference Records*, pp. 753-757, 1993.

[Eps53] Epstein, J., and Peterson, D. W., "An Experimental Study of Wave Propagation at 840 MC," *Proceedings of the IRE*, 41, No. 5, pp. 595-611, 1953.

[Est77] Estaban, D., and Galand, C., "Application of Quadrature Mirror Filters to Split Band Voice Coding Schemes," *Proceedings of ICASSP*, pp. 191 - 195, May 1977.

[EUR91] European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research EURO-COST 231, "Urban Transmission Loss Models for Mobile Radio in the 900 and 1800 MHz Bands," Revision 2, The Hague, September 1991.

[Fan63] Fano, R. M., "A Heuristic Discussion of Probabilistic Coding," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. IT-9, pp. 64-74, April 1963.

[FCC91] *FCC Notice of Inquiry for Refarming Spectrum below 470 MHz*, PLMR docket 91-170, November 1991.

[Feh91] Feher, K., "Modems for Emerging Digital Cellular Mobile Radio Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 2, pp. 355-365, May 1991.

[Feu94] Feuerstein, M. J., Blackard, K. L., Rappaport, T. S., Seidel, S. Y., and Xia, H. H., "Path Loss, Delay Spread, and Outage Models as Functions of Antenna Height for Microcellular System Design," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 43, No. 3, pp. 487-498, August 1994.

[Fil95] Filiey, G. B., and Poulsen, P. B., "MIRS Technology: On the Fast Track to Making the Virtual Office a Reality", *Communications*, pp. 34-39, January 1995.

[Fla79] Flanagan, J. L., et.al., "Speech coding," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-27, No.4, pp. 710 - 735, April 1979.

[For78] Forney, G. D., "The Viterbi Algorithm," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 61, No. 3, pp. 268 -278, March 1973.

[Fun93] Fung, V., Rappaport, T. S., and Thoma, B., "Bit Error Simulation for $\pi/4$ DQPSK Mobile Radio Communication using Two-ray and Measurement-based Impulse Response Models," *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, Vol. 11, No. 3, pp. 393-405, April 1993.

[Gan72] Gans, M. J., "A Power Spectral Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-21, pp. 27-38, February 1972.

[Gar91] Gardner, W. A., "Exploitation of Spectral Redundancy in Cyclostationary Signals," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 14-36, April 1991.

[Gar95] Gardner, W., QUALCOMM Inc., personal correspondence, June 1995.

[Ger82] Geraniotis, E. A., and Pursley, M. B., "Error Probabilities for Slow Frequency-Hopped Spread Spectrum Multiple-Access Communications Over Fading Channels," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-30, No.5, pp.996-1009, May 1982.

[Ger90] Gerson, I. A., and Jasiuk, M. A., "Vector Sum Excited Linear Prediction (VSELP): Speech Coding at 8 kbps," *Proceedings of ICASSP*, pp. 461 - 464, 1990.

[Gil91] Gilhousen, et.al., "On the Capacity of Cellular CDMA System," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 2, pp. 303-311, May 1991.

[Git81] Gitlin, R. D., and Weinstein, S. B., "Fractionally Spaced Equalization : An Improved Digital Transversal Filter," *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 60, pp.275-296, February 1981.

[Gol49] Golay, M. J. E., "Notes on Digital Coding," *Proceedings of the IRE*, Vol. 37, pp. 657, June 1949.

[Goo89] Goodman, D. J., Valenzula, R.A., Gayliard, K.T., and Ramamurthi, B., "Packet Reservation Multiple Access for Local Wireless Communication," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 37, No. 8, pp. 885-890, August 1989.

[Goo90] Goodman, D. J., "Cellular Packet Communications," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 38, No. 8, pp. 1272-1280, August 1990.

[Goo91] Goodman D. J., "Trends in Cellular and Cordless Communications," *IEEE Communications Magazine*, pp. 31-39, June 1991.

[Gos78] Gosling, W., McGeehan, J.P., and Holland, P. G., "Receivers for the Wolfson SSB/VHF Land Mobile Radio System," *Proceedings of IERE Conference on Radio Receivers and Associated Systems*, Southampton, England, pp. 169-178, July 1978.

[Gow93] Gowd K., et. al, "Robust Speech Coding for Indoor Wireless Channel," *AT&T Technical Journal*, Vol. 72, No. 4, pp. 64 - 73, July/August 1993.

[Gra84] Gray, R.M., "Vector Quantization," *IEEE ASSP Magazine*, pp. 4 - 29, April 1984.

[Gri87] Griffiths, J., *Radio Wave Propagation and Antennas*, Prentice Hall International, 1987.

[Gud92] Gudmundson, B., Skold, J., and Ugland, J. K, "A Comparison of CDMA and TDMA systems," *Proceedings of the 42nd IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, pp. 732- 735, 1992.

[Ham50] Hamming, R. W., "Error Detecting and Error Correcting Codes," *Bell System Technical Journal*, April 1950.

[Has93] Hashemi, H., "The Indoor Radio Propagation Channel," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 81, No. 7, pp. 943-968, July 1993.

[Hat90] Hata, Masaharu, "Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-29, No. 3, pp. 317-325, August 1980.

[Haw91] Hawbaker, D. A., *Indoor Wideband Radio Wave Propagation Measurements and Models at 1.3 GHz and 4.0 GHz*, Masters Thesis, Virginia Tech, Blacksburg, May 1991.

[Hay86] Haykin, S., *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.

[Hay94] Haykin, S., *Communication Systems*, John Wiley and Sons, New York, 1994.

[Hel89] Hellwig, K., Vary P., Massaloux, D., Petit, J. P., Galand, C., and Rasso, M., "Speech Codec for the European Mobile Radio Systems," *IEEE Global Telecommunication Conference & Exhibition*, Vol. 2, pp. 1065-1069, 1989.

[Ho94] Ho, P., Rappaport, T. S., and Koushik, M. P., "Antenna Effects on Indoor Obstructed Wireless Channels and a Deterministic Image-Based Wide-Band Propagation Model for In-Building Personal Communication Systems," *International Journal of Wireless Information Networks*, Vol. 1, No. 1, pp. 61-75, January 1994.

[Hod90] Hodges, M. R. L., "The GSM Radio Interface," *British Telecom Technological Journal*, Vol. 8, No. 1, pp. 31-43, January 1990.

[Hol92] Holtzman, J. M., "A Simple, Accurate Method to Calculate Spread-Spectrum Multiple-Access Error Probabilities," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 40, No. 3, March 1992.

[Hor86] Horikishi, J., et. al., "1.2 GHz Band Wave Propagation Measurements in Concrete Buildings for Indoor Radio Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-35, No. 4, 1986.

[Hua91] Huang, W., *"Simulation of Adaptive Equalization in Two-Ray, SIRCIM and SMRCIM Mobile Radio Channels"*, Masters Thesis in Electrical Engineering, Virginia Tech, December 1991.

[IEE91] "Special Issue on Satellite Communications Systems and Services for Travelers," *IEEE Communications Magazine*, November 1991.

[Ish80] Ishizuka, M., and Hirade, K., "Optimum Gaussian filter and Deviated-Frequency-Locking Scheme for Coherent Detection of MSK," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-28, No.6, pp. 850-857, June 1980.

[ITU93] *ITU World Telecommunications Report*, December 1993.

[ITU94] *ITU Documents of TG8/1 (FPLMTS)*, International Telecommunications Union, Radiocommunications sector, Geneva, 1994.

[Jac94] Jacobsmeyer, J., "Improving Throughput and Availability of Cellular Digital Packet Data (CDPD)," *Virginia Tech 4th Symposium on Wireless Personal Communications*, pp. 18.1-18.12, June 1994.

[Jak70] Jakes, W. C., "New Techniques for Mobile Radio," *Bell Laboratory Rec.*, pp. 326-330, December 1970.

[Jak71] Jakes, W. C., "A Comparision of Specific Space Diversity Techniques for Reduction of Fast Fading in UHF Mobile Radio Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-20, No. 4, pp. 81-93, November 1971.

[Jak74] Jakes, W. C. Jr., *Microwave Mobile Communications*, Wiley-Interscience, 1974.

[Jay84] Jayant, N. S., Noll, P., *Digital Coding of Waveforms*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1984.

[Jay86] Jayant, N. S., "Coding Speech at Low Bit Rates," *IEEE Spectrum*, pp.58 - 63, August 1986.

[Jay90] Jayant, N. S., "High Quality Coding of Telephone Speech and Wideband Audio," *IEEE Communications Magazine*, pp. 10 - 19, January 1990.

[Jay92] Jayant, N. S., "Signal Compression: Technology, Targets, and Research Directions," *IEEE Journal on Selected Areas of Communications*, Vol.10, No.5, pp. 796 - 815, June 1992.

[Joh82] Johnson, L. W., and Riess, R. D., *Numerical Analysis*, Addison-Wesley, 1982.

[JTC95] JTC Standards Project 066: "Baseline Text for TAG #3 PACS - UB," Motorola Inc., February 1995.

[Kah54] Kahn, L., "Ratio Squarer," *Proceedings of IRE (Correspondence)*, Vol. 42, pp. 1074, November 1954.

[Kle75] Kleinrock, L., and Tobagi, F. A., "Packet Switching in Radio Channels, Part 1: Carrier Sense Multiple-Access Models and Their Throughput-Delay Characteristics", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 23, No.5, pp. 1400-1416, 1975.

[Kor85] Korn, I., *Digital Communications*, Van Nostrand Reinhold, 1985.

[Koz85] Kozono, S., et al, "Base Station Polarization Diversity Reception for Mobile Radio," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-33, No. 4, pp. 301-306, November 1985.

[Kra50] Krauss, J. D., *Antennas*, McGraw-Hill, New York, 1950.

[Kre94] Kreuzgruber, P., et al, "Prediction of Indoor Radio Propagation with the Ray Splitting Model Including Edge Diffraction and Rough Surfaces," *1994 IEEE Vehicular Technology Conference*, Stockholm, Sweden, pp. 878-882, June 1994.

[Kuc91] Kucar, A. D., "Mobile Radio — An Overview," *IEEE Communications Magazine*, pp. 72-85, November 1991.

[Lam80] Lam, S. S., "A Carrier Sense Multiple Access Protocol for Local Networks", *Computer Networks*, Vol. 4, pp. 21-32, 1980.

[Lan96] Landron, O., Feuerstein, M. J., Rappaport, T. S., "A Comparison of Theoretical and Empirical Reflection Coefficients for Typical Exterior Wall Surfaces in a Mobile Radio Environment," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 44, No. 3, pp. 341-351, March 1996.

[Lee72] Lee, W. C. Y., and Yeh, S. Y.," Polarization Diversity System for Mobile radio,' *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 20, pp. 912-922, October 1972.

[Lee85] Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering*, McGraw Hill Publications, New York, 1985.

[Lee86] Lee, W. C. Y., "Elements of Cellular Mobile Radio systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-35, No. 2, pp. 48-56, May 1986.

[Lee89a] Lee, W. C. Y., "Spectrum Efficiency in Cellular," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 38, No. 2, pp. 69-75, May 1989.

[Lee89b] Lee, W. C. Y., *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, McGraw Hill Publications, New York, 1989.

[Lee91a] Lee, W. C. Y., "Overview of Cellular CDMA," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 2, May 1991.

[Lee91b] Lee, W. C. Y., "Smaller Cells for Greater Performance," *IEEE Communications Magazine*, pp. 19-23, November 1991.

[Leh87] Lehnert, J. S., and Pursley, M. B., "Error Probabilities for Binary Direct-Sequence Spread-Spectrum Communications with Random Signature Sequences," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-35, No. 1, January 1987.

[Lem91] Lemieux, J. F., Tanany, M., and Hafez, H. M., "Experimental Evaluation of Space/Frequency/Polarization Diversity in the Indoor Wireless Channel," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 3, pp. 569-574, August 1991.

[Li93] Li, Y., *Bit Error Rate Simulation of a CDMA System for Personal Communications*, Masters Thesis in Electrical Engineering, Virginia Tech, 1993.

[LiC93] I., C.-L., Greenstein L. J., and Gitlin R.D., "A Microcell/Macrocell Cellular Architecture for Low- and High Mobility Wireless Users," *IEEE Vehicular Technology Transactions*, pp. 885-891, August 1993.

[Lib94a] Liberti, J. C., Jr., "CDMA Cellular Communication Systems Employing Adaptive Antennas", *Preliminary Draft of Research Including Literature Review and Summary of Work-in-Progress*, Virginia Tech, March 1994.

[Lib94b] Liberti, J. C. Jr., Rappaport, T. S., "Analytical Results for Capacity Improvements in CDMA," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 43, No. 3, pp. 680-690, August 1994.

[Lib95] Liberti, J. C. Jr., *Analysis of Code Division Multiple Access Mobile Radio Systems with Adaptive Antennas*, Ph.D. Dissertation, Virginia Tech, Blacksburg, August, 1995.

[Lin83] Lin, S., and Costello, D. J. Jr., *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1983.

[Lin84] Ling, F., Proakis, J. G., "Nonstationary Learning Characteristics of Least Squares Adaptive Estimation Algorithms," *Proceedings ICASSP84*, San Diego, California, pp.3.7.1-3.7.4, 1984.

[Liu89] Liu, C. L., Feher, K., "Noncoherent Detection of π/4-Shifted Systems in a CCI-AWGN Combined Interference eEnvironment," *Proceedings of the IEEE 40th Vehicular Technology Conference*, San Fransisco, 1989.

[Liu91] Liu, C., Feher, K., "Bit Error Rate Performance of π/4 DQPSK in a Frequency Selective Fast Rayleigh Fading Channel," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 3, pp. 558-568, August 1991.

[Lo90] Lo, N. K. W., Falconer, D. D., and Sheikh, A. U. H., "Adaptive Equalization and Diversity Combining for a Mobile Radio Channel", *IEEE Globecom*, San Diego, December 1990.

[Lon68] Longley, A G., and Rice, P L., "Prediction of Tropospheric Radio Transmission Loss Over Irregular Terrain; A Computer Method," *ESSA Technical Report*, ERL 79-ITS 67, 1968.

[Lon78] Longley, A. G., "Radio Propagation in Urban Areas," *OT Report*, pp. 78-144, April 1978.

[Luc65] Lucky, R. W., "Automatic Equalization for Digital Communication", *Bell System Technical Journal*, Vol. 44, pp. 547-588, 1965.

[Luc89] Lucky, R. W., *Silicon Dreams: Information, Man and Machine*, St. Martin Press, New York, 1989.

[Lus78] Lusignan, B. B., "Single-sideband Transmission for Land Mobile Radio," *IEEE Spectrum*, pp. 33-37, July 1978.

[Mac79] MacDonald, V. H., "The Cellular Concept," *The Bell Systems Technical Journal*, Vol. 58, No. 1, pp. 15-43, January 1979.

[Mac93] Maciel, L. R., Bertoni, H. L., and Xia, H. H., "Unified Approach to Prediction of Propagation Over Buildings for all Ranges of Base Station Antenna Height," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 42, No. 1, pp. 41-45, February 1993.

[Mak75] Makhoul, J., "Linear Prediction: A Tutorial Review," *Proceedings of IEEE*, Vol. 63, pp. 561 - 580, April 1975.

[Mal89] Maloberti, A., "Radio Transmission Interface of the Digital Pan European Mobile System," *IEEE Vehicular Technology Conference*, Orlando, FL, pp. 712-717, May 1989.

[Mal92] Malyan, A. D., Ng, L. J., Leung, V. C. M., and Donaldson, R. W., "A Microcellular Interconnection Architecture for Personal Communication Networks," *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 502-505, May 1992.

[Man93] Mansfield, D. R., Millsteed, G., and Zukerman, M., "Congestion Controls in SS7 Signaling Networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 50-57, June 1993.

[Mar90] Marr, F. K., "Signaling System No.7 in Corporate Networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 72-77, July 1990.

[Max60] Max, J., "Quantizing for Minimizing Distortion," *IRE transactions on Information Theory*, March 1960

[McG84] McGeehan, J. P., and Bateman, A. J., "Phase Locked Transparent Tone-in-band (TTIB): A New Spectrum Configuration Particularly Suited to the Transmission of Data over SSB Mobile Radio Networks," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-32, No. 1, pp. 81-87, January 1984.

[Mei92] Meier-Hellstern, K. S., Pollini, G. P., and Goodman, D., "Network Protocols for the Cellular Packet Switch," *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, No. 2, pp. 705-710, 1992.

[Mei93] Meier-Hellstern, K. S., et. al., "The Use of SS7 and GSM to support High Density Personal Communications," *Wireless Communications: Future Directions*, Kluwer Academic Publishing, 1993.

[Mil62] Millington, G., Hewitt, R., and Immirzi, F. S., "Double Knife-edge Diffraction in Field Strength Predictions," *Proceedings of the IEE*, 109C, pp. 419-429, 1962.

[Mod92] Modarressi, A. R., and Skoog, R. A., "An Overview of Signal System No.7," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 80, No. 4, pp. 590-606, April 1992.

[Mol91] Molkdar, D., "Review on Radio Propagation into and Within Buildings," *IEE Proceedings*, Vol. 138, No. 1, pp. 61-73, Febuary 1991.

[Mon84] Monsen, P., "MMSE Equalization of Interference on Fading Diversity Channels," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-32, pp. 5-12, January 1984.

[Mor89a] Moralee, D., "CT2 a New Generation of Cordless Phones," *IEE Review*, pp 177 - 180, May 1989.

[Mor89b] Morrow, R. K., Jr., and Lehnert, J. S., "Bit-to-Bit Error Dependence in Slotted DS/SSMA Packet Systems with Random Signature Sequences," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 37, No. 10, October, 1989.

[Mou92] Mouly, M., and Pautet, M. B., *The GSM System for Mobile Communication*, ISBN: 2-9507190-0-7, 1992.

[Mul91] Mulder, R. J., "DECT — A Universal Cordless Access System," *Philips Telecommunications Review*, Vol. 49, No. 3, pp 68 - 73, September 1991.

[Mur81] Murota, K., and Hirade, K., "GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-29, No. 7, pp. 1044-1050, July 1981.

[NAC94] North American Cellular Network, *"An NACN Standard"*, Rev. 2.0, December 1994.

[Nar90] Narasimhan, A., Chennakeshu, S., and Anderson, J. B., "An Adaptive Lattice Decision Equalizer for Digital Cellular Radio," *IEEE 40th Vehicular Technology Conference*, pp. 662-667, May 1990.

[Nob62] Noble, D., "The History of Land-Mobile Radio Communications," *IEEE Vehicular Technology Transactions*, pp. 1406-1416, May 1962.

[Nyq28] Nyquist, H., "Certain topics in telegraph transmission theory," *Transactions of the AIEE*, Vol. 47, pp. 617-644, Febuary 1928.

[Och89] Ochsner, H., "DECT — Digital European Cordless Telecommunications," *IEEE Vehicular Technology 39th Conference*, pp 718 -721, 1989.

[Oet83] Oeting, J., "Cellular Mobile Radio — An Emerging Technology," *IEEE Communications Magazine*, pp. 10-15, November 1983.

[Oga94] Ogawa, K., et. al., "Toward the Personal Communication Era - the Radio Access Concept from Japan," *International Journal on Wireless Information Networks*, Vol. 1, No. 1, pp.17-27, January 1994.

[Oku68] Okumura, T., Ohmori, E., and Fukuda, K., "Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land Mobile Service," *Review Electrical Communication Laboratory*, Vol. 16, No. 9 - 10, pp. 825-873, September-October 1968.

[Oss64] Ossana, J. Jr., "A Model for Mobile Radio Fading due to Building Reflections: Theoretical and Experimental Fading Waveform Power Spectra," *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 43, No. 6, pp. 2935-2971, November 1964.

[Owe91] Owen, F. C. and Pudney, C., "DECT: Integrated Services for Cordless Telecommunications," *IEE Conference Publications*, No.315, pp 152 -156, 1991.

[Owe93] Owens, F. J., *Signal Processing of Speech*, McGraw Hill, New York, 1993.

[Pad94] Padovani, R., "Reverse Link Performance of IS-95 Based Cellular Systems," *IEEE Personal Communications*, pp. 28-34, 3rd quarter, 1994.

[Pad95] Padyett, J., Gunther, E., and Hattari, T.,"Overview of Wireless Personal Communications," *IEEE Communications Magazine*", January 1995.

[Pah95] Pahlavan, K., and Levesque, A.H., *Wireless Information Networks*, Chapter 5, John Wiley & Sons, New York, 1995.

[Pap91] Papoulis, A., *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 3rd Edition, McGraw Hill, New York, 1991.

[Par76] Parsons, J. D., et. al., "Diversity Techniques for Mobile Radio Reception," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-25, No. 3, pp. 75-84, August 1976.

[Pas79] Pasupathy, S., "Minimum Shift Keying: A Spectrally Efficient Modulation," *IEEE Communications Magazine*, pp. 14-22, July 1979.

[Pec92] Pecar, J. A., O'Conner, R. J., and Garbin, D. A., *Telecommunications Factbook*, McGraw Hill, New York, 1992.

[Per92] Personal Digital Cellular, Japanese Telecommunication System Standard, RCR STD 27.B, 1992.

[Per93] Personal Handy Phone System, Japanese Telecommunication System Standard, RCR-STD 28, December 1993.

[Pic91] Pickholtz, R. L., Milstein, L. B., and Schilling, D., "Spread Spectrum for Mobile Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol.40, No.2, pp. 313-322, May 1991.

[Pri58] Price, R., Green, P. E., "A Communication Technique for Multipath Channel," *Proceedings of the IRE*, pp. 555-570, March 1958.

[Pro89] Proakis, J. G., *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 1989.

[Pro91] Proakis, J., "Adaptive Equalization for TDMA Digital Mobile Radio," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*,Vol. 40, No. 2, pp 333-341, May 1991.

[Pro94] Proakis, J. G., Salehi, M., *Communication Systems Engineering*, Prentice-Hall, 1994.

[Pur77] Pursley, M. B., Sarwate, D. V., and Stark, W. E., "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication - Part II: Code Sequence Analysis," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-25, No. 8, August 1987.

[Qur77] Qureshi, S. U. H., and Forney, G. D., "Performance properities of a T/2 equalizer", *IEEE Globecom*, pp. 11.1.1-11.1.14, Los Angeles, CA, December 1977.

[Qur85] Qureshi, S. U. H., "Adaptive equalization," *Proceeding of IEEE*, Vol. 37, No. 9, pp. 1340-1387, September, 1985.

[Rai91] Raith, K., and Uddenfeldt, J., "Capacity of Digital Cellular TDMA Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 2, pp. 323-331, May 1991.

[Ram65] Ramo, S., Whinnery, J.R., and Van Duzer, T., *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, New York, 1965.

[Rap89] Rappaport, T.S., "Characterization of UHF Multipath Radio Channels in Factory Buildings," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 37, No. 8, pp. 1058-1069, August 1989.

[Rap90] Rappaport, T. S., Seidel, S.Y., and Singh, R., "900 MHz Multipath Propagation Measurements for U.S. Digital Cellular Radiotelephone," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pp. 132-139, May 1990.

[Rap91a] Rappaport, T. S., et. al., "Statistical Channel Impulse Response Models for Factory and Open Plan Building Radio Communication System Design," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-39, No. 5, pp. 794-806, May 1991.

[Rap91b] Rappaport, T. S., and Fung, V., "Simulation of Bit Error Performance of FSK, BPSK, and $\pi/4$ DQPSK in Flat Fading Indoor Radio Channels Using a Measurement-based Channel Model," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 4, pp. 731-739, November 1991.

[Rap91c] Rappaport, T. S., "The Wireless Revolution," *IEEE Communications Magazine*, pp. 52-71, November 1991.

[Rap92a] Rappaport, T. S., and Hawbaker, D. A., "Wide-band Microwave Propagation Parameters Using Circular and Linear Polarized Antennas for Indoor Wireless Channels," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 40, No. 2, pp. 240-245, February 1992.

[Rap92b] Rappaport, T. S., and Milstein, L. B., "Effects of Radio Propagation Path Loss on DS-CDMA Cellular Frequency Reuse Efficiency for the Reverse Channel," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 41, No. 3, pp.231-242, August 1992.

[Rap93a] Rappaport, T. S., Huang, W., and Feuerstein, M.J., "Performance of decision feedback equalizers in simulated urban and indoor radio channels," Special issue on land mobile/portable propagation, *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E76-B, No. 2, Febuary 1993.

[Rap93b] Rappaport, S. S., "Blocking, hand-off and traffic performance for cellular communication systems with mixed platforms," *IEE Proceedings*, Vol. 140, No. 5, pp. 389 - 401, October 1993.

[Rap95] *Cellular Radio & Personal Communications: Selected Readings*, edited by Rappaport T. S., IEEE Press, New York, ISBN: 0-7803-2283-5, 1995.

[Rap97] Rappaport, T. S., Brickhouse, R. A., "A Simulation Study of Urban In-Building Frequency Reuse," *IEEE Personal Communications Magazine*, February 1997, pp. 19-23.

[Ree60] Reed, I. S., and Solomon, G., "Polynomial Codes Over Certain Finite Fields," *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, June 1960.

[Reu74] Reudink, D. O., "Properties of Mobile Radio Propagation Above 400 MHz," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 23, No.2, pp. 1-20, November 1974.

[Rhe89] Rhee, M. Y., *Error Correcting Coding Theory*, McGraw-Hill, New York, 1989.

[Ric48] Rice, S. O., "Mathematical Analysis of Random Noise," *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 23, pp. 282-332, July 1944; Vol. 24, pp. 46-156, January 1945; and Rice, S. O., "Statistical Properties of a Sine Wave Plus Random Noise," *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 27, pp. 109-157, January 1948.

[Ric67] Rice, P. L., Longley, A. G., Norton, K. A., and Barsis, A. P., "Transmission Loss Predictions for Tropospheric Communication Circuits," *NBS Tech Note 101*; two volumes; issued May 7, 1965; revised May 1, 1966; revised January 1967.

[Rob94] Roberts, J.A., and Bargallo, J.M., "DPSK Performance for Indoor Wireless Rician Fading Channels," *IEEE Transactions on Communications*, pp. 592-596, April 1994.

[Roc89] Roca, R. T., "ISDN Architecture," *AT&T Technical Journal*, pp. 5-17, October 1989.

[Ros93] Rossi, J. and Levi, A., "A Ray Model for Decimetric Radiowave Propagation in an Urban Area," *Radio Science*, Vol. 27, No. 6, pp. 971- 979, 1993.

[Rus93] Russel, T. A., Bostian, C. W., and Rappaport, T. S., "A Deterministic Approach to Predicting Microwave Diffraction by Buildings for Microcellular Systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.41, No. 12, pp. 1640 - 1649, December 1993.

[Sal87] Saleh, A. A. M., and Valenzula, R. A., "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, Vol. JSAC-5, No. 2, pp. 128-137, Febuary 1987.

[Sal91] Salmasi, A., and Gilhousen, K. S., "On the System Design Aspects of Code Division Multiple Access (CDMA) Applied to Digital Cellular and Personal Communications Networks," *IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 57-62, 1991.

[San82] Sandvos, J. L., "A Comparison of Binary Paging Codes," *IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 392-402, 1982.

[Sch85a] Schroeder, M. R., "Linear Predictive Coding of Speech: Review and Current Directions," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 23, No. 8, pp. 54 - 61, August 1985.

[Sch85b] Schroeder, M.R., and Atal, B.S., "Code-excited Linear Prediction (CELP): High Quality Speech at Very Low Bit Rates," *Proceedings of ICASSP*, pp. 937 - 940, 1985.

[Sch92] Schaubach, K. R., Davis, N. J. IV, and Rappaport, T. S., "A Ray Tracing Method for Predicting Path Loss and Delay Spread in Microcellular Environments," in *42nd IEEE Vehicular Technology Conference*, Denver, pp. 932-935, May 1992.

[Sei91] Seidel, S.Y., Rappaport, T.S., Jain, S., Lord, M., and Singh, R., "Path Loss, Scattering and Multipath Delay Statistics in Four European Cities For Digital Cellular and Microcellular Radiotelephone," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 4, pp. 721-730, November 1991.

[Sei92a] Seidel, S. Y., et.al., "The Impact of Surrounding Buildings on Propagation for Wireless In-building Personal Communications System Design," *1992 IEEE Vehicular Technology Conference*, Denver, pp. 814-818, May 1992.

[Sei92b] Seidel, S. Y., and Rappaport, T. S., "914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 40, No. 2, pp. 207-217, Febuary 1992.

[Sei94] Seidel, S. Y., and Rappaport, T. S., "Site-Specific Propagation Prediction for Wireless In-Building Personal Communication System Design," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 43, No. 4, November 1994.

[Sha48] Shannon, C. E., "A mathematical theory of communications," *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 27, pp.379 - 423 and 623 - 656, 1948.

[Skl93] Sklar, B., "Defining, Designing, and Evaluating Digital Communication Systems," *IEEE Communications Magazine*, pp. 92-101, November 1993.

[Smi57] Smith, B., "Instantaneous Companding of Quantized Signals," *Bell System Technical Journal*, Vol. 36, pp. 653 - 709, May 1957.

[Smi75] Smith, J. I., "A Computer Generated Multipath Fading Simulation for Mobile Radio," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-24, No. 3, pp. 39-40, August 1975.

[Sta86] Stark, H., and Woods, J. W., *Probability, Random Variables, and Estimation Theory for Engineers*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J. 1986.

[Sta90] Stallings W., *Local Networks*, Macmillan Publishing Company, New York, 1990.

[Ste87] Stein, S., "Fading Channel Issues in System Engineering," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. SAC-5, No.2, February 1987.

[Ste90] Steedman, R., "The Common Air Interface MPT 1375," in *Cordless Telecommunications in Europe*, W. H. W. Tuttlebee, editor, Springer-Verlag, 1990.

[Ste92] Steele, R., *Mobile Radio Communications*, IEEE Press, 1992.

[Ste93] Steele, R., "Speech codecs for personal communications," *IEEE Communications Magazine*, pp. 76 - 83, November 1993.

[Ste94] Steele, R. ed., *Mobile Radio Communications*, IEEE Press, 1994.

[Stu81] Stutzman, W. L., and Thiele, G. A., *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, New York, 1981.

[Stu93] Stutzman, W. L., *Polarization in Electromagnetic Systems*, Artech House, Boston, 1993.

[Sun86] Sundberg, C., "Continuous Phase Modulation," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 24, No.4, pp. 25-38, April 1986.

[Sun94] Sung, C. W., and Wong, W. S., "User Speed Estimation and Dynamic Channel Allocation in Hierarchical Cellular System," *Proceedings of IEEE 1994 Vehicular Technology Conference*, Stockholm, Sweden, pp. 91-95, 1994.

[Tan81] Tanenbaum, A. S., *Computer Networks*, Prentice Hall Inc., 1981.

[Tek91] Tekinay, S., and Jabbari, B., "Handover and Channel Assignment in Mobile Cellular Networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 42-46, November 1991.

[TIA93] TIA/EIA Interim Standard-95, "Mobile Station — Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System," July 1993.

[Tob75] Tobagi, F. A., and Kleinrock, L., "Packet Switching in Radio Channels, Part II: The Hidden-Terminal Problem in Carrier Sense Multiple Access and the Busy-Tone Solution," *IEEE Transaction on Communication*, Vol. 23, No. 5, pp. 1417-1433, 1975.

[Tre83] Treichler, J. R., and Agee, B. G., "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. ASSP-31, pp. 459-471, 1983.

[Tri79] Tribolet, J. M., and Crochiere, R. E., "Frequency domain coding of speech," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. ASSP-27, pp. 512 - 530, October 1979.

[Tuc93] Tuch, B., "Development of WaveLAN, and ISM Band Wireless LAN," *AT&T Technical Journal*, pp. 27-37, July/August 1993.

[Tur72] Turin, G. L. *et al*, "A Statistical Model of Urban Multipath Propagation," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-21, pp. 1-9, February 1972.

[Tur87] Turkmani, A. M. D., Parson, J. D., and Lewis, D. G., "Radio Propagation into Buildings at 441, 900, and 1400 MHz," *Proceedings of the 4th International Conference on Land Mobile Radio*, December 1987.

[Tur92] Turkmani, A.M.D., Toledo, A.F., "Propagation into and within buildings at 900, 1800, and 2300 MHz," *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1992.

[Ung87] Ungerboeck, G., "Trellis Coded Modulation With Redundant Signal Sets Part 1: Introduction," *IEEE Communication Magazine*, Vol. 25, No. 2, pp. 5-21, February 1987.

[Val93] Valenzuela, R. A., "A Ray Tracing Approach to Predicting Indoor Wireless Transmission," *IEEE Vehicular Technology Conference Proceedings*, pp. 214-218, 1993.

[Van92] Van Nielen, M. J. J., "UMTS: A Third Generation Mobile System," *IEEE Third International Symposium on Personal, Indoor & Mobile Radio Communications*, pp. 17-21, 1992.

[Van87] Van Rees, J., "Measurements of the Wideband Radio Channel Characteristics for Rural, Residential and Suburban areas", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-36, pp.1-6, February 1987.

[Var88] Vary, P., et.al., "Speech Codec for the Pan-European Mobile Radio System," *Proceedings of ICASSP*, pp. 227 - 230, 1988.

[Vau90] Vaughan, R.,"Polarization Diversity in Mobile Communications," *IEEE Trans on Vehicular Technology*, Vol. 39, No. 3, pp. 177-186, August 1990.

[Vio88] Violette, E. J., Espeland, R. H., and Allen, K. C., "Millimeter-Wave Propagation Characteristics and Channel Performance for Urban-Suburban Environments," *National Telecommunications and Information Administration*, NTIA Report 88-239, December 1988.

[Vit67] Viterbi, A. J., "Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. IT-13, pp. 260-269, April 1967.

[Vit79] Viterbi, A. J., and Omura, J. K., *Principles of Digital Communication and Coding*, Mc-Graw Hill, New York, 1979.

[Von54] Von Hipple, A.R., *Dielectric Materials and Applications*, Publication of MIT Press, MA, 1954.

[Wag94] Wagen, J., and Rizk, K., "Ray Tracing Based Prediction of Impulse Responses in Urban Microcells", *1994 IEEE Vehicular Technology Conference*, Stockholm, Sweden, pp 210-214, June 1994.

[Wal88] Walfisch, J., and Bertoni, H. L., "A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments," IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-36, pp. 1788-1796, October, 1988.

[Wal92] Walker, E. H., "Penetration of Radio Signals into Buildings in Cellular Radio Environments," *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1992.

[Wel78] Wells, R., "SSB for VHF Mobile Radio at 5 kHz Channel Spacing," *Proceedings of IERE Conference on Radio Receivers and Associated Systems*, Southampton, England, pp. 29-36, July 1978.

[Wid66] Widrow, B., "Adaptive Filter, 1: Fundamentals," *Stanford Electronics Laboratory*, Stanford University, Stanford, CA, Tech. Rep. 6764-6 December 1966.

[Wid85] Widrow, B., and Stearns, S. D., *Adaptive Signal Processing*, Prentice Hall, 1985.

[Woe94] Woerner, B. D., Reed, J. H., and Rappaport, T. S., "Simulation Issues for Future Wireless Modems," *IEEE Communications Magazine*, pp. 19-35, July 1994.

[Xia92] Xia, H., and Bertoni, H. L., "Diffraction of Cylindrical and Plane Waves by an Array of Absorbing Half Screens," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 40, No. 2, pp. 170-177, February 1992.

[Xia93] Xia H., et. al, "Radio Propagation Characteristics for Line-of-Sight Microcellular and Personal Communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 41, No. 10, pp. 1439-1447, October 1993.

[Xio94] Xiong, F., "Modem Techniques in Satellite Communications," *IEEE Communications Magazine*, pp. 84-97, August 1994.

[Yac93] Yacoub, M. D., *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC Press, 1993.

[Yao92] Yao, Y. D., and Sheikh, A. U. H., "Bit Error Probabilities of NCFSK and DPSK Signals in Microcellular Mobile Radio Systems," *Electronics Letters*, Vol. 28, No. 4, pp. 363-364, February 1992.

[You79] Young, W.R., "Advanced Mobile Phone Service : Introduction, Background, and Objectives," *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 58, pp. 1-14, January 1979.

[Zag91a] Zaghloul, H., Morrison, G., and Fattouche, M., "Frequency Response and Path Loss Measurements of Indoor Channels," *Electronics Letters*, Vol. 27, No. 12, pp. 1021-1022, June 1991.

[Zag91b] Zaghloul, H., Morrison, G., and Fattouche, M., "Comparison of Indoor Propagation Channel Characteristics at Different Frequencies," *Electronics Letters*, Vol. 27, No. 22, pp. 2077-2079, October 1991.

[Zho90] Zhou, K., Proakis, J. G. and Ling, F., "Decision Feedback Equalization of Time Dispersive Channels with Coded Modulation," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 38, pp., 18-24, January 1990.

[Zie90] Ziemer, R. E., and Peterson, R. L., *Digital Communications*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1990.

[Zie92] Ziemer, R. E., and Peterson, R. L., *Introduction to Digital Communications*, Macmillan Publishing Company, 1992.

[Zog87] Zogg, A., "Multipath Delay Spread in a Hilly Region at 210 MHz", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-36, pp. 184-187, November 1987.

TN 72
3
417090